



# Contribution à l'étude de fonctions optiques pour la régénération du signal dans les systèmes de transmission à haut débit

Quang Trung Le

## ► To cite this version:

Quang Trung Le. Contribution à l'étude de fonctions optiques pour la régénération du signal dans les systèmes de transmission à haut débit. Physique [physics]. Université Rennes 1, 2010. Français. NNT: . tel-00568932

**HAL Id: tel-00568932**

**<https://theses.hal.science/tel-00568932>**

Submitted on 23 Feb 2011

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1  
*sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne*

pour le grade de  
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1  
*Mention : Physique*

École Doctorale : Sciences de la Matière  
présentée par

**Quang Trung LÊ**

préparée à l'unité de recherche FOTON CNRS UMR 6082  
Équipe FOTON-ENSSAT/PERSYST  
U.F.R. S.D.L.M.

**Contribution à  
l'étude de fonctions  
optiques pour la  
régénération du  
signal dans les  
systèmes de  
transmission à haut  
débit**

**Thèse soutenue à Lannion  
le 08 juillet 2010  
devant le jury composé de :**

**Abderrahim RAMDANE**

Directeur de recherche CNRS, Laboratoire de Photonique et de Nanostructures / *Président et Rapporteur*

**Béatrice DAGENS**

Directrice de recherche CNRS, Université Paris-Sud 11 / *Rapporteur*

**John C. CARTLEDGE**

Professor, Queen's University / *Examineur*

**Stéphane GOSSELIN**

Ingénieur de recherche, Orange Labs / *Examineur*

**Jean-Claude SIMON**

Professeur, Université de Rennes 1 / *Directeur de thèse*

**Laurent BRAMERIE**

Ingénieur de recherche, Université de Rennes 1 / *Co-Directeur de thèse*



*A mes parents*  
*A ma petite sœur*



# Remerciement

Une thèse comme celle-ci a naturellement besoin beaucoup d'aides et de soutiens. Je voudrais exprimer mes gratitudes envers les personnes qui m'ont soutenu pendant toutes ces années en espérant n'oublier personne.

Je voudrais tout d'abord remercier mon directeur de thèse Jean-Claude Simon de m'avoir accueilli au sein du laboratoire Foton, et pour sa direction qui m'a permis de mener à bien cette étude.

Je tiens à remercier également mon encadrant Laurent Bramerie qui m'a fait découvrir le monde de recherche sur les télécommunications optiques. Au cours de ces années, sa grande disponibilité, sa rigueur scientifique, son enthousiasme et ses précieux conseils m'ont permis de travailler dans les meilleures conditions.

J'adresse de plus ma gratitude aux membres du jury, notamment les rapporteurs Béatrice Dagens et Abderahim Ramdane, qui m'ont fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de ce rapport de thèse, également John Cartledge et Stéphane Gosselin, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de participer à l'évaluation de mes travaux lors de la soutenance.

Mes travaux de thèse ne sont certainement pas menés jusqu'au résultat aujourd'hui sans les aides précieuses des personnels de la plateforme Persyst. Je tiens à remercier particulièrement Mathilde Gay pour ses conseils et ses aides, Sébastien Lobo pour avoir toujours été disponible à m'aider sur les manips au labo, Michel Joindot pour ses remarques pertinentes sur la plupart de mes papiers scientifiques, Gwenaëlle Vaudel, Marcia De Costa Silva et Kevin Lengle pour leurs aides et leur bonne humeur.

Merci à Vincent Roncin, Stéphane Blin, anciens thésards et personnels au laboratoire, pour leurs aides et leur amitié. Merci à Art O'Hare, avec qui j'ai travaillé durant les étés. Malgré ses passages rapides au labo, il m'a fait apprendre que travailler avec la patience et l'organisation conduit naturellement à l'efficacité.

Au sein du laboratoire et de l'Enssat, je remercie plus largement les collègues pour leur disponibilité, leur soutien, et leur gentillesse. Pascal Besnard, Patrice Féron, Thierry Chartier, Jean-Marc Goujon, Monique Thual, qui m'ont transmises leurs expériences dans la recherche et de l'enseignement. Merci aux personnels administratifs du labo : Réjane Le Roy, Danielle Graviou, et de l'école : Michelle Grou, Catherine Delen, Catherine Demigni, Marthe Philippe, Julien Corazza qui m'ont beaucoup aidé sur les dossiers administratifs. Merci à Christian Sauquet qui n'a pas hésité à me trouver des documents scientifiques malgré les longues listes que je lui ai données. Les personnes du service technique, Stéphane Chehayed, Michel Guillou, Serge Le Flecher, Robert Madec, qui m'ont aidé à résoudre des problèmes techniques. Enfin, j'ai une pensée pour toutes les personnes que j'ai pu rencontrer au laboratoire, Phillipe Rochard, Phillipe Grosso, Michel Gadonna, Azar Maalouf, Sylvain Fève, Khalida Messad, Ronan Le Page, Frédéric Ginovart, Yannick Dumeige, Stéphane Trébaol, Alexandra Lagrost et Hao Genhu.

Les travaux menés pendant cette thèse se sont déroulés dans le cadre des différents

projets de recherche, je remercie les partenaires des projets. Notamment Jean-Louis Oudar, Hoang Trung Nguyen au laboratoire LPN, Alexandre Chen et Guang-Hua Duan au III-V Labs, grâce à eux j'ai pu bénéficier de nombreux composants. Je tiens à remercier également Liam Barry pour m'avoir accueilli pendant deux semaines de recherche dans son laboratoire, et Doug Reid pour des échanges d'idées très fructueux.

Merci à mes amis vietnamiens à Lannion, pour leur encouragement, leur humour et leur amitié.

Merci à ma famille pour son irremplaçable soutien et inconditionnel amour, pour leur confiance de m'avoir permis de partir étudier en France il y a 7 ans.

Merci à Nguyet d'être toujours présente.

# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>vii</b>
<b>Table des figures</b>	<b>xiii</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xix</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Généralité sur la régénération optique</b>	<b>7</b>
1.1 Système de transmission par fibre optique . . . . .	7
1.1.1 Émetteur et récepteur . . . . .	8
1.1.1.1 Formats de modulation . . . . .	8
1.1.1.2 Émetteur . . . . .	9
1.1.1.3 Récepteur . . . . .	10
1.1.2 Canal de transmission . . . . .	11
1.2 Origines des dégradations du signal optique et problématique de la montée en débit . . . . .	12
1.3 Critères de la qualité d'une transmission . . . . .	13
1.3.1 Diagramme de l'œil . . . . .	13
1.3.2 Taux d'erreur binaire . . . . .	14
1.3.3 Facteur de qualité . . . . .	15
1.4 Régénération d'un signal optique . . . . .	17
1.4.1 Régénération 1R . . . . .	18
1.4.1.1 Amplification optique . . . . .	18
1.4.1.2 Limite de la régénération 1R . . . . .	20
1.4.2 Régénération 2R . . . . .	21
1.4.2.1 Principe de la régénération 2R . . . . .	21
1.4.2.2 Limite de la régénération 2R . . . . .	22
1.4.3 Régénération 3R . . . . .	22
1.4.4 Comparaison de la régénération optoélectronique et tout-optique . .	24
1.4.4.1 Avantages et inconvénients d'un régénérateur optoélectronique	25
1.4.4.2 Potentiel de la régénération tout-optique et intérêt particulier de la régénération 2R . . . . .	26
1.5 État de l'art de la régénération tout-optique 2R et 3R . . . . .	28
1.5.1 Amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) . . . . .	28
1.5.1.1 Processus non-linéaires dans le SOA . . . . .	28
1.5.1.2 Techniques de régénération à base de SOA . . . . .	29
1.5.2 Fibres optiques . . . . .	32



1.5.2.1	Processus non-linéaires dans la fibre optique . . . . .	32
1.5.2.2	Techniques de régénération à base de fibre optique . . . . .	33
1.5.3	Modulateur à électro-absorption (EAM) . . . . .	34
1.5.3.1	Processus non-linéaires dans un EAM . . . . .	34
1.5.3.2	Techniques de régénération à base d'EAM . . . . .	35
1.5.4	Absorbant saturable en microcavité (AS) . . . . .	35
1.5.4.1	Processus non-linéaires dans l'AS . . . . .	36
1.5.4.2	Techniques de régénération à base d'AS . . . . .	36
1.6	Conclusion du chapitre . . . . .	37
<b>2</b>	<b>Techniques de caractérisation des régénérateurs tout-optiques</b>	<b>39</b>
2.1	Outils de caractérisation des régénérateurs . . . . .	39
2.1.1	Caractérisation « back-to-back » d'un régénérateur . . . . .	40
2.1.2	La boucle à recirculation . . . . .	40
2.1.2.1	Principe de fonctionnement . . . . .	41
2.1.2.2	Ligne de transmission tout erbium . . . . .	42
2.1.2.3	Ligne de transmission avec amplification hybride . . . . .	43
2.1.3	La boucle à recirculation courte . . . . .	44
2.1.3.1	Principe de fonctionnement . . . . .	44
2.1.3.2	Avantages et inconvénients de la boucle à recirculation courte	45
2.2	Caractérisation de la résistance aux bruits d'un régénérateur avec la boucle à recirculation courte . . . . .	46
2.2.1	Schéma expérimental . . . . .	46
2.2.2	Résultats et discussions . . . . .	48
2.2.2.1	Cascadabilité d'un régénérateur . . . . .	48
2.2.2.2	Résistance au bruit et limite de la gigue temporelle . . . . .	49
2.2.2.3	Conclusion de l'étude . . . . .	52
2.3	Outils de simulation . . . . .	52
2.3.1	Modèle numérique et hypothèses de simulation . . . . .	53
2.3.2	Éléments du modèle numérique . . . . .	54
2.3.2.1	Les signaux électriques . . . . .	54
2.3.2.2	Le modulateur d'intensité Mach-Zehnder à base de Niobate de Lithium . . . . .	55
2.3.2.3	Fibre optique . . . . .	59
2.3.2.4	Amplificateur optique . . . . .	59
2.3.2.5	Filtrage optique . . . . .	60
2.3.2.6	Récepteur . . . . .	60
2.3.3	Validation du modèle numérique . . . . .	61
2.3.3.1	Émetteur et récepteur . . . . .	61
2.3.3.2	Validation de la boucle à recirculation courte . . . . .	61
2.4	Conclusion du chapitre . . . . .	63
<b>3</b>	<b>Étude d'un dispositif tout-optique de régénération 2R compatible avec un système de transmission multiplexé en longueur d'onde</b>	<b>65</b>
3.1	Introduction . . . . .	65
3.2	Description du module absorbant saturable en microcavité à 8 canaux . . . . .	67
3.2.1	Structure d'un absorbant saturable en microcavité . . . . .	68
3.2.1.1	La microcavité . . . . .	68

3.2.1.2	Description de la structure étudiée . . . . .	69
3.2.1.3	Montage et caractérisation du module absorbant saturable . . . . .	70
3.2.2	Caractérisation du module absorbant saturable . . . . .	70
3.2.2.1	Caractérisation statique . . . . .	70
3.2.2.2	Amélioration du taux d'extinction . . . . .	71
3.2.2.3	Temps de réponse . . . . .	74
3.2.3	Dispositif de régénération à base d'absorbant saturable et d'effets non-linéaires dans une fibre optique . . . . .	74
3.3	Étude numérique . . . . .	76
3.3.1	Modèle de l'absorbant saturable . . . . .	76
3.3.1.1	Modèle à deux niveaux . . . . .	76
3.3.1.2	Régime stationnaire . . . . .	77
3.3.1.3	Régime dynamique . . . . .	77
3.3.1.4	Validation du modèle numérique avec les résultats expérimentaux . . . . .	78
3.3.2	Optimisation des paramètres du limiteur de puissance . . . . .	79
3.3.2.1	Estimation théorique . . . . .	80
3.3.2.2	Fonction de transmission en simple passage . . . . .	84
3.3.2.3	Optimisation du régénérateur en multi-passages . . . . .	85
3.3.3	Capacité du régénérateur à traiter un multiplexe de longueur d'onde . . . . .	89
3.3.3.1	Impact du contraste de l'absorbant saturable en fonction de la longueur d'onde . . . . .	90
3.3.3.2	Impact de la dispersion chromatique de la fibre constituant le limiteur de puissance . . . . .	91
3.3.4	Conclusion de l'étude numérique . . . . .	92
3.4	Étude expérimentale . . . . .	93
3.4.1	Schéma expérimental du régénérateur . . . . .	93
3.4.2	Étude de l'efficacité du régénérateur à 8 canaux . . . . .	94
3.4.3	Résultats expérimentaux . . . . .	94
3.5	Conclusion du chapitre . . . . .	97
<b>4</b>	<b>Dispositif de régénération 2R tout-optique à base de saturation d'absorption</b> . . . . .	<b>99</b>
4.1	Structure d'un absorbant saturable des « 1 » . . . . .	100
4.2	Caractérisation des composants . . . . .	102
4.2.1	Réflectivité . . . . .	102
4.2.2	Contraste . . . . .	102
4.2.3	Fonction de transmission en automodulation . . . . .	103
4.3	Étude analytique de l'association de l'AS.0 et de l'AS.1 . . . . .	104
4.3.1	Impact de chaque composant sur le signal optique . . . . .	106
4.3.2	Efficacité du tandem AS.0-AS.1 . . . . .	108
4.3.3	Conclusion de l'étude analytique . . . . .	111
4.4	Étude numérique . . . . .	111
4.4.1	Modèle d'absorbant saturable des « 1 » . . . . .	112
4.4.2	Étude numérique de la cascabilité . . . . .	113
4.4.2.1	Sans bruit d'émission spontanée amplifiée . . . . .	113
4.4.2.2	Impact de l'émission spontanée amplifiée . . . . .	116
4.4.2.3	Impact du nombre de cascades à travers le régénérateur 2R . . . . .	119

4.4.2.4	Impact du temps de réponse de chaque composant . . . . .	120
4.4.3	Conclusion de l'étude numérique . . . . .	124
4.5	Résultats expérimentaux . . . . .	125
4.5.1	Efficacité de la fonction de transmission . . . . .	125
4.5.1.1	Schéma expérimental . . . . .	125
4.5.1.2	Mise en évidence de capacité régénérative du dispositif . . . . .	125
4.5.1.3	Configuration optimale du régénérateur . . . . .	127
4.5.2	Performances systèmes . . . . .	127
4.5.2.1	Amélioration de facteur de qualité . . . . .	128
4.5.2.2	Marge sur la sensibilité du récepteur . . . . .	128
4.5.3	Cascadabilité testée dans une boucle à recirculation courte . . . . .	131
4.5.3.1	Montage expérimental . . . . .	131
4.5.3.2	Efficacité et cascadabilité du régénérateur . . . . .	131
4.5.3.3	Déformations spectrales liées à la résonance des absorbant saturable . . . . .	134
4.6	Conclusion du chapitre . . . . .	135
<b>5</b>	<b>Étude d'un dispositif tout-optique de régénération 3R à base d'absorbant saturable</b>	<b>137</b>
5.1	Introduction . . . . .	137
5.2	Principe de fonctionnement et état de l'art . . . . .	138
5.3	Description du régénérateur 3R . . . . .	141
5.4	Études numériques . . . . .	142
5.4.1	Cascadabilité du dispositif . . . . .	143
5.4.2	Optimisation des paramètres de la modulation synchrone . . . . .	145
5.4.3	Impact du bruit en ligne . . . . .	148
5.4.4	Perspectives . . . . .	151
5.4.5	Conclusion de l'étude numérique . . . . .	153
5.5	Études expérimentales en boucle à recirculation . . . . .	154
5.5.1	Récupération d'horloge tout-optique . . . . .	154
5.5.2	Schéma expérimental du régénérateur . . . . .	154
5.5.3	Système à 42,7 Gbit/s et boucle à recirculation . . . . .	156
5.5.4	Résultats . . . . .	157
5.5.4.1	Mise en évidence de la régénération et de la réduction de la gigue temporelle . . . . .	157
5.6	Conclusion du chapitre . . . . .	159
<b>6</b>	<b>Étude d'un dispositif de traitement tout-optique pour un signal dont l'information est codée sur la phase</b>	<b>161</b>
6.1	Introduction . . . . .	161
6.2	Principe de régénération d'un signal DPSK en utilisant l'AS.1 . . . . .	163
6.3	Études numériques . . . . .	164
6.3.1	Système DPSK . . . . .	164
6.3.1.1	Émission . . . . .	165
6.3.1.2	Réception . . . . .	166
6.3.2	Étude des performances d'un régénérateur d'intensité préservant la phase dans un système DPSK . . . . .	167

6.3.2.1	Bruit d'émission spontanée amplifiée et bruit de phase non-linéaire . . . . .	167
6.3.2.2	Utilisation des régénérateurs d'intensité dans un système DPSK . . . . .	169
6.3.2.3	Impact du bruit d'émission spontanée amplifiée sur les performances du régénérateur . . . . .	171
6.3.2.4	Conclusion de l'étude numérique . . . . .	174
6.4	Études expérimentales . . . . .	175
6.4.1	Étude du régénérateur dans une ligne déployée . . . . .	175
6.4.1.1	Montage expérimental . . . . .	175
6.4.1.2	Mise en évidence de la régénération . . . . .	176
6.4.1.3	Étude de l'amélioration de la qualité du signal par le régénérateur . . . . .	178
6.4.1.4	Augmentation de la tolérance aux effets non-linéaires apportée par le régénérateur . . . . .	181
6.4.2	Caractérisation en boucle à recirculation . . . . .	182
6.4.2.1	Schéma expérimental . . . . .	182
6.4.2.2	Égaliseur de gain . . . . .	182
6.4.2.3	Amélioration de distance de transmission . . . . .	184
6.5	Conclusion et perspectives . . . . .	186
	<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>189</b>
	<b>Bibliographie</b> . . . . .	<b>193</b>
	<b>Bibliographie de l'auteur</b> . . . . .	<b>203</b>
	<b>Index</b> . . . . .	<b>230</b>



# Table des figures

1.1	Schéma d'un système de transmission optique. . . . .	7
1.2	Représentation temporelle des formats de modulation de type NRZ et RZ. . . . .	9
1.3	Schéma de principe d'un émetteur optique. . . . .	9
1.4	Schéma de principe d'un récepteur optique. . . . .	11
1.5	Une ligne de transmission par fibres optiques. F : fibre optique, AO : amplificateur optique, R : régénérateur. . . . .	11
1.6	Diagramme de l'œil d'un signal RZ 33% à 42,7 Gbit/s issu d'un oscilloscope à échantillonnage électrique (a), et d'un oscilloscope à échantillonnage optique (b). . . . .	14
1.7	Présentation du bruit d'amplitude sur un diagramme de l'œil et l'histogramme en tension qui schématise les paramètres du facteur de qualité $Q_a$ . . . . .	16
1.8	Évolution du taux d'erreur binaire avec la tension du seuil de décision. . . . .	17
1.9	Diagramme de l'œil et histogramme en temps indiquant les paramètres définissant le facteur de qualité temporel $Q_t$ . . . . .	18
1.10	Principe des trois étapes de régénération : (1) réamplification, (2) remise en forme, et (3) resynchronisation. D'après [1]. . . . .	19
1.11	Principe de la régénération 1R. . . . .	19
1.12	Principe de la régénération 2R. . . . .	22
1.13	Régénération par automodulation (a) et par modulation croisée (b). . . . .	23
1.14	Principe de la régénération 3R. . . . .	23
1.15	Montage du régénérateur OEO. . . . .	24
1.16	Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour des portes de non-linéarité variable. D'après [2]. . . . .	26
1.17	Évolution du taux d'erreur binaire par rapport à la distance de transmission dans une ligne de transmission utilisant la régénération 2R tout-optique. D'après [3]. . . . .	27
1.18	Schéma et principe de fonctionnement d'un régénérateur tout-optique consistant à l'intégration des SOA dans un interféromètre de Mach-Zehnder. . . . .	30
1.19	Schéma de principe de (a) l'interféromètre de Michelson, (b) l'interféromètre différentiel, (c) l'interféromètre à base de fibre à maintien de polarisation (UNI), et (d) le miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM). . . . .	31
1.20	Principe de la régénération par l'effet de SPM suivi par le filtrage décalé. D'après [4]. . . . .	33
1.21	Évolution du spectre d'absorption d'un EAM à multi puits quantiques à base de Ge/SiGe pour plusieurs valeurs de la tension appliquée. D'après [5]. . . . .	34

1.22	Fonctionnement d'un absorbant saturable avec plusieurs longueurs d'onde. AS : absorbant saturable, CO : circulateur optique, EDFA : Amplificateur optique à fibre dopée erbium. . . . .	36
2.1	Schéma de la configuration de « back-to-back ». . . . .	40
2.2	Schéma d'une boucle à recirculation. Tx : Émetteur, Rx : Récepteur, AO : Amplificateur optique, FO : Filtre optique, ATT : atténuateur, AOM : Modulateur acousto-optique . . . . .	41
2.3	Une ligne de transmission tout erbium. . . . .	43
2.4	Une ligne de transmission hybride. . . . .	43
2.5	Schéma d'une boucle à recirculation courte. . . . .	45
2.6	Schéma expérimental. . . . .	46
2.7	Schéma du régénérateur 2R passive à base d'absorbant saturable en microcavité. FNL : Fibre non-linéaire, CO : Circulateur optique, AS : Absorbant saturable. . . . .	47
2.8	Taux d'erreur binaire en fonction de nombre de tours. . . . .	48
2.9	Taux d'erreur binaire en fonction de nombre de tours dans la boucle courte et la boucle longue. . . . .	49
2.10	Facteur d'amélioration de distance de transmission en fonction de l'OSNR. . . . .	50
2.11	Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision. . . . .	51
2.12	Taux d'erreur binaire en fonction de l'instant de décision. . . . .	52
2.13	Schéma de principe d'un générateur de PRBS de longueur $2^4 - 1$ . . . . .	54
2.14	États des registres d'un générateur de PRBS de longueur $2^4 - 1$ en passant de l'instant $i$ à l'instant $i+1$ . . . . .	55
2.15	Un signal électrique sans limite de bande passante (a) et un signal électrique limité à 50 GHz de bande passante (b). . . . .	56
2.16	Schéma de principe du modulateur d'intensité Mach-Zehnder. . . . .	56
2.17	Fonction de transmission d'un modulateur de Mach-Zehnder par rapport à la tension de commande $V$ pour un taux d'extinction de 100 dB (a) et de 16 dB (b). . . . .	58
2.18	Les impulsions RZ (a) et CSRZ (b) réalisées par le modèle du modulateur de Mach-Zehnder. Le taux d'extinction du modulateur est de 16 dB. . . . .	58
2.19	Séquence (a) et Diagramme de l'œil (b) d'un signal RZ optique à 40 Gbit/s. . . . .	59
2.20	Évolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique à 42,7 Gbit/s. . . . .	62
2.21	Schéma d'un modèle numérique de la boucle à recirculation courte. . . . .	62
2.22	Évolutions numériques (lignes continues) et expérimentales (symboles) du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de tours dans la boucle courte pour différentes valeurs d'OSNR au premier tour. . . . .	63
3.1	Illustration de la fonction de transfert d'un absorbant saturable. . . . .	66
3.2	Schéma d'illustration de l'absorbant saturable en configuration WDM. . . . .	68
3.3	Structure générale d'un absorbant saturable en microcavité verticale. . . . .	69
3.4	Photographie du miroir d'AS et du module à 8 canaux avec une barrette de fibre. . . . .	70
3.5	Réflexivité de chaque canal du module absorbant saturable. . . . .	71
3.6	Montage pompe-sonde. . . . .	72
3.7	Contraste expérimental du module AS en fonction de la puissance moyenne de pompe. . . . .	73

3.8	Contraste expérimental du module AS en fonction de la longueur d'onde de la sonde. . . . .	73
3.9	Réponse impulsionnelle expérimentale de l'absorbant saturable à 8 canaux. .	74
3.10	Schéma du régénérateur à base de l'absorbant saturable et d'effets non-linéaires dans la fibre. . . . .	75
3.11	Évolution expérimentale et numérique du contraste avec la puissance moyenne. .	79
3.12	Réponse impulsionnelle expérimentale et numérique de l'absorbant saturable pour un contraste de l'ordre de 3 dB. . . . .	79
3.13	Déphasage non-linéaire d'une impulsion gaussienne après le passage par la fibre (a) et fonction de transmission du limiteur de puissance (b) . . . . .	82
3.14	Relation entre la longueur de la fibre et la puissance optique optimale pour différents types de fibre. . . . .	82
3.15	Point de fonctionnement optimal pour chaque type de fibre présenté dans le Tableau 3.4. . . . .	84
3.16	Évolution d'une impulsion RZ 33% dans une fibre dont la dispersion chromatique 1 ps/nm/km (a), et 4,2 ps/nm/km (b). . . . .	85
3.17	Fonction de transmission de la fibre non-linéaire suivie par un filtre. (a) D=1 ps/nm/km, (b) D=4,2 ps/nm/km. . . . .	86
3.18	Schéma de la boucle à recirculation utilisée dans le modèle numérique. . . .	86
3.19	Facteur de qualité du signal ( $Q_a$ ) en fonction de nombre de passage dans la boucle courte. . . . .	87
3.20	FAD du régénérateur en fonction de la longueur et de la puissance en entrée de la fibre. (a) D=1 ps/nm/km ; (b) D=4,2 ps/nm/km. . . . .	88
3.21	FAD du régénérateur pour différentes largeurs du filtre. . . . .	89
3.22	FAD du régénérateur en fonction du contraste de l'absorbant saturable. . .	90
3.23	Contraste et l'évolution du FAD (dédit à partir de la simulation) versus longueur d'onde du signal pour le canal 3. . . . .	91
3.24	FAD du régénérateur pour différentes valeurs de dispersion de la fibre. . . .	92
3.25	Schéma expérimental du régénérateur 2R tout-optique à base d'absorbant saturable et d'effet non-linéaire dans la fibre optique. . . . .	93
3.26	Boucle à recirculation pour la caractérisation du régénérateur 2R. . . . .	94
3.27	Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de transmission pour chaque canal du module d'AS. . . . .	95
3.28	Facteur d'amélioration de distance de transmission pour le canal 5. . . . .	96
3.29	Facteur d'amélioration de distance de transmission et contraste pour le canal 5. .	96
4.1	Réflexivité de la cavité à la longueur d'onde de résonance pour la structure d'AS.0 (ligne discontinue) et pour la structure d'AS.1 (ligne continue) (résultats numérique). . . . .	101
4.2	Spectre expérimental de réflexivité de l'AS.0 (ligne continue) et de l'AS.1 (ligne discontinue). . . . .	102
4.3	Contraste expérimental mesuré à 42,7 Gbit/s des composants. . . . .	103
4.4	Montage expérimental pour mesurer la fonction de transmission d'un absorbant saturable. . . . .	104
4.5	Fonction de transmission et réflexivité des composants étudiés. . . . .	104
4.6	Réflexivités expérimentales et théoriques des composants étudiés. . . . .	106
4.7	Variation de taux d'extinction due à l'AS.0 (a), et due à l'AS.1 (b). . . . .	107
4.8	Facteur de transmission de bruit due à l'AS.0 (a), et due à l'AS.1 (b). . . .	107



4.9	Schéma du tandem régénérateur AS.0-AS.1. . . . .	108
4.10	Variation de taux d'extinction du tandem en fonction de la puissance en entrée de l'AS.0 (l'axe horizontal) et de la puissance en entrée de l'AS.1 (l'axe vertical). . . . .	109
4.11	Facteur de transmission de bruit du tandem en fonction de la puissance en entrée de l'AS.0 (l'axe horizontal) et de la puissance en entrée de l'AS.1 (l'axe vertical). . . . .	110
4.12	Zone de fonctionnement efficace du tandem ( $\alpha_{AS.0}=0,5$ , $\alpha_{AS.1}=-0,7$ ). . . . .	111
4.13	Évolution expérimentale et numérique du contraste avec la puissance moyenne. . . . .	113
4.14	Réponse impulsionnelle expérimentale et numérique de l'absorbant saturable. . . . .	113
4.15	Diagramme de l'œil à l'émission (a) après 5 passages (b), 10 passages (c) et 20 passages (d) dans le régénérateur. . . . .	115
4.16	Diagramme de l'œil après (a) 5 passages, (b) 10 passages et (c) 20 passages dans le régénérateur suivi par un filtre optique de 1,2 nm. . . . .	116
4.17	Diagramme de l'œil après 20 passages dans le tandem AS.0-AS.1 et un filtre, avec la réponse temporelle de chaque composant de 1,5 ps. . . . .	116
4.18	Diagrammes de l'œil optiques du signal après 20 tours sans (a) et avec régénérateur (b) avec 25 dB d'OSNR au premier tour. . . . .	117
4.19	Diagrammes de l'œil optique après 20 tours, sans régénérateur dans les cas 1 (a), 2 (b) et 3 (c), et avec régénérateur dans les cas 1 (d), 2 (e), et 3 (f). . . . .	118
4.20	Facteur de qualité du signal en fonction de nombre de passages dans la boucle courte. . . . .	119
4.21	Diagrammes de l'œil optique du signal après 20 (a), 100 (b), et 200 (c) cascades dans le régénérateur, et extraction de quelques bits : (d), (e), (f). . . . .	120
4.22	Nombre de cascades du régénérateur pour un facteur de qualité de 14 dB en fonction du temps de réponse de chaque composant. . . . .	121
4.23	(a) réflectivité dynamique de l'AS.0, (b) une séquence du signal, (c) diagramme de l'œil du signal après 1 passage dans l'AS.0. (d) réflectivité dynamique de l'AS.1, (e) une séquence du signal, (f) diagramme de l'œil du signal après 1 passage dans l'AS.1. . . . .	122
4.24	(a) réflectivité dynamique de l'AS.0, (b) une séquence du signal, (c) diagramme de l'œil du signal après 10 passages dans l'AS.0. (d) réflectivité dynamique de l'AS.1, (e) une séquence du signal, (f) diagramme de l'œil du signal après 10 passages dans l'AS.1. . . . .	123
4.25	Structure du régénérateur et schéma expérimental de test. . . . .	125
4.26	Évolution de TEB en fonction de seuil de décision pour le signal passant par chaque composant. . . . .	126
4.27	Évolution de TEB en fonction du seuil de décision sans et avec régénération (a) et les diagrammes de l'œil correspondants (b). . . . .	127
4.28	Évolution de TEB en fonction de seuil de décision sans régénération (cercles), avec le tandem AS.1-AS.0 (carrés) et avec le tandem AS.0-AS.1 (triangles) à un OSNR de 16,7 dB. . . . .	128
4.29	Facteur de qualité du signal en fonction d'OSNR (sur 1 nm) sans et avec régénération. . . . .	129
4.30	Augmentation du facteur de qualité en fonction de l'OSNR. . . . .	129
4.31	Taux d'erreur binaire en fonction de puissance en entrée du récepteur. . . . .	130
4.32	Sensibilité du récepteur à un TEB de $10^{-9}$ versus OSNR. . . . .	131
4.33	Tandem AS.0-AS.1 dans une boucle à recirculation courte. . . . .	132

4.34	Diagramme de l'œil après 10 passages pour différentes puissances d'entrée de l'AS.1. . . . .	133
4.35	Diagrammes de l'œil après 10 passages dans les cas de sans et avec régénération. . . . .	133
4.36	Déformations spectrales du signal dues à la résonance de l'AS.1. signal à l'entrée (a), signal en sortie avec une puissance incidente de 4 dBm (b), et de 7 dBm (c). . . . .	134
4.37	Résonance à forte puissance et à faible puissance de l'AS.0 (a), et de l'AS.1 (b). . . . .	135
5.1	Schéma de principe de la modulation synchrone en ligne. RH : récupération d'horloge, EO : Électro-optique. . . . .	139
5.2	Principe de fonctionnement de la modulation synchrone associée avec la régénération 2R. . . . .	139
5.3	Régénérateur 3R à base de la modulation synchrone optoélectronique associée avec la régénération 2R par l'effet de SPM dans la fibre (a) et résultats de transmission (b). D'après [6]. . . . .	140
5.4	Schéma expérimental du régénérateur 3R étudié. . . . .	142
5.5	Fonction de transmission de la modulation synchrone. . . . .	143
5.6	Schéma de boucle à recirculation pour cascader le régénérateur 3R étudié. . . . .	144
5.7	Facteur de qualité du signal $Q_a$ (a) et $Q_t$ (b) en fonction de nombre de tours. OSNR au premier tour est à 30 dB. . . . .	145
5.8	Visualisation du signal optique avec la régénération 2R après 30 tours (a) et 60 tours (b), et avec la régénération 3R après 30 tours (c) et 60 tours (d). . . . .	146
5.9	Facteur de qualité du signal $Q_a$ (a) et $Q_t$ (b) à 100 tours versus largeurs à mi-hauteur (FWHM) et taux de modulation (TM) de la modulation synchrone. . . . .	147
5.10	Signal optique avec la régénération 3R après 100 tours avec une modulation synchrone de largeur 2 ps (a), 5 ps (b), et 9 ps (c). . . . .	147
5.11	Facteur de qualité du signal $Q_a$ par rapport au nombre de tours. OSNR au premier tour est à 25 dB. . . . .	148
5.12	Évolution d'intensité des impulsions lorsque le régénérateur 3R est mis en cascade. OSNR au premier tour est à 30 dB (a) et à 25 dB (b). . . . .	149
5.13	Diagramme de l'œil du signal après 36 tours (a) et 100 tours (b) avec l'OSNR de 25 dB. . . . .	150
5.14	Évolution d'intensité des impulsions lorsque le régénérateur 3R est mis en cascade. OSNR au premier tour est à 22 dB. . . . .	150
5.15	Schéma de la boucle à recirculation courte numérique pour étudier la régénération 3R utilisant des miroirs d'absorption saturable suivis d'une modulation synchrone tout-optique. . . . .	151
5.16	Facteur de qualité du signal $Q_a$ (a) et $Q_t$ (b) par rapport aux nombres de cascades du régénérateur 3R utilisant un tandem SA.1-SA.0 suivi d'une modulation synchrone. . . . .	152
5.17	Évolution d'intensité des impulsions lorsque le régénérateur 3R (AS.1-AS.0 + MS) est mis en cascade. OSNR au premier tour est à 16 dB (a) et à 10 dB (b). . . . .	153
5.18	La récupération d'horloge insensible à la polarisation. . . . .	155
5.19	Schéma expérimental du régénérateur 3R étudié. . . . .	155
5.20	Schéma expérimental de la boucle à recirculation longue. . . . .	156

5.21	Taux d'erreur binaire versus distance de transmission pour les cas sans régénération, régénération 2R tout-optique et régénération 3R tout-optique. . . . .	157
5.22	Taux d'erreur binaire en fonction du temps de décision dans le cas sans modulation synchrone (carrés) et avec modulation synchrone (cercles). . . . .	158
5.23	Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision pour le cas avec la modulation synchrone après 90 000 km. Deux courbes correspondent aux deux moments de mesure différents. . . . .	159
6.1	Principe de la régénération d'intensité à base d'AS.1. . . . .	163
6.2	Fonction de transmission du composant AS.1 étudié. . . . .	164
6.3	Schéma d'un émetteur RZ DPSK. . . . .	165
6.4	Principe de la modulation de phase utilisant un modulateur Mach-Zehnder. . . . .	166
6.5	Principe de la détection d'un signal DPSK. . . . .	168
6.6	Schéma d'une ligne de transmission DPSK régénérée. . . . .	170
6.7	Variance des fluctuations d'intensité (a) et de phase (b) en fonction de la distance de transmission dans les cas sans et avec régénération. . . . .	171
6.8	Constellation du signal après 1000 km de transmission sans (a) et avec régénération (b) . . . . .	171
6.9	Facteur $Q_p$ après 1 000 km de transmission en fonction de la puissance en ligne. . . . .	172
6.10	Schéma d'étude numérique sur l'impact du bruit d'émission spontanée amplifiée. . . . .	172
6.11	Facteur de qualité du signal en fonction de la puissance en ligne sans et avec régénération. L'OSNR est à 12 dB. . . . .	173
6.12	Augmentation de facteur de qualité apportée par le régénérateur. . . . .	174
6.13	Facteur de qualité du signal en fonction de la puissance en ligne avec différentes valeurs de pertes de l'AS.1. L'OSNR est à 12 dB. . . . .	174
6.14	Schéma expérimental. . . . .	176
6.15	Signal optique en entrée (a) et en sortie de l'AS.1 (b). . . . .	177
6.16	Évolution de taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision du signal issu directement de l'émetteur (carrés) et après un passage dans l'AS.1 (losanges). L'OSNR est à 11,8 dB. . . . .	178
6.17	Évolution de taux d'erreur binaire versus le seuil de décision du signal issu directement de l'émetteur (B2B), avec transmission sans régénération (triangles), et avec transmission et régénération (cercles). . . . .	178
6.18	Facteur de qualité en fonction de la puissance en entrée de la fibre sans et avec l'absorbant. . . . .	179
6.19	Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance en entrée du récepteur. . . . .	180
6.20	Sensibilité du récepteur pour différentes valeurs d'OSNR et pour une puissance en entrée de la fibre de 16 dBm. . . . .	181
6.21	Taux d'erreur binaire versus la puissance en entrée de la fibre (OSNR de 11,8 dB). . . . .	182
6.22	Schéma expérimental de la boucle à recirculation. . . . .	183
6.23	Spectre de résonance de l'AS.1. . . . .	183
6.24	Spectre du signal après 4 tours dans la boucle à recirculation sans et avec AS.1. . . . .	184
6.25	Spectre du signal après 4 tours dans la boucle à recirculation sans et avec AS.1 et égaliseur de gain. . . . .	184
6.26	Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de transmission. OSNR = 22,7 dB, $P_{fibre} = 13$ dBm. . . . .	185
6.27	Facteur d'amélioration de distance versus OSNR à l'émission. . . . .	186

# Liste des tableaux

2.1	Paramètres de simulation numérique d'un système de transmission optique.	61
3.1	Paramètres du composant d'absorbant saturable.	69
3.2	Caractérisation statique de chaque canal du module absorbant saturable à 8 canaux.	71
3.3	Valeurs numériques pour simuler le canal 5 du module d'AS à 8 canaux	79
3.4	Paramètres théoriques estimés par le modèle analytique pour différents types de fibre.	84
3.5	Paramètres de simulation.	86
3.6	Paramètres du régénérateur pour réaliser la Figure 3.19.	87
3.7	Paramètres du régénérateur pour optimiser la largeur du filtre.	89
3.8	Paramètres du régénérateur l'impact du contraste de l'absorbant saturable.	90
3.9	Paramètres du régénérateur pour réaliser la Figure 24.	92
4.1	Paramètres caractéristiques de l'AS.0 et de l'AS.1 utilisés dans ces travaux.	101
4.2	Paramètres caractéristiques des modèles d'absorbants saturables.	106
4.3	Paramètres de modélisation pour une cascade de tandem AS.0-AS.1 à 42,7 Gbit/s sans bruit d'émission spontanée amplifiée.	114
4.4	Paramètres de modélisation pour une cascade de tandem AS.0-AS.1 à 42,7 Gbit/s avec bruit d'émission spontanée amplifiée.	117
4.5	Différents bruits de ligne considérés.	118
4.6	Facteurs de qualité du signal sans et avec régénération dans différents cas de bruit considérés.	118
4.7	Paramètres de modélisation pour le cascade de chaque composant.	122
5.1	Paramètres de simulation.	144
5.2	Paramètres du régénérateur 2R et de la modulation synchrone utilisée.	144
5.3	Paramètres de modélisation pour étudier la régénération 3R utilisant un tandem 2R AS.1-AS.0 suivi d'une modulation synchrone.	151
5.4	Paramètres du régénérateur 3R utilisant un tandem SA.1-SA.0 suivi d'une modulation synchrone.	151
5.5	Paramètres expérimentaux du régénérateur 2R et de la modulation synchrone.	155
6.1	Paramètre de simulation pour la description du principe de la modulation de phase par MZM.	165
6.2	Paramètres de simulation utilisés pour la description du principe d'une détection balancée.	167
6.3	Paramètres pour la simulation d'une ligne de transmission DPSK régénérée.	170
6.4	Paramètres de la simulation.	172



# Introduction

La croissance de l'internet et des nouveaux services de communication demande aujourd'hui d'avoir un débit de plus en plus élevé dans les réseaux de télécommunication optique. La demande globale en bande passante augmente de 80% chaque année. Les besoins et la croissance en capacité de transmission sont bien réels et vont continuer dans le futur [7]. La structure des systèmes de transmission optique a été améliorée plusieurs fois pendant ces deux dernières décennies. Avec l'introduction de l'amplificateur optique à fibre dopée erbium (EDFA pour *Erbium-Doped Fibre Amplifier*), et l'utilisation de la technique de multiplexage en longueur d'onde (WDM pour *Wavelength Division Multiplexing*), les performances des systèmes de transmission optique ont considérablement augmenté [8].

L'augmentation de la capacité des liaisons optiques fait plus que jamais l'objet de recherches soutenues dans le domaine des télécommunications optiques. Par exemple, une transmission de 2,56 Tbit/s sur un seul canal et sur 160 km de fibre a été récemment démontrée [9], de même qu'une transmission record de 25,6 Tbit/s sur 240 km utilisant 160 canaux WDM espacés de 50 GHz [10].

Dans les réseaux de télécommunication optique actuels, les infrastructures sont déployées principalement pour un débit de 10 Gbit/s par canal avec un espacement entre canaux de 100 GHz. Ce débit par canal va bientôt être économiquement inefficace vu la croissance de nouveaux services sur internet. Les systèmes à 40 Gbit/s sont techniquement opérationnels et commercialement disponibles. Plusieurs opérateurs les ont adoptés dans leurs infrastructures. Cependant, le plus grand défi pour les télécommunications optiques est de monter en débit en réutilisant les infrastructures déjà installées, ce qui nécessite une augmentation considérable de l'efficacité spectrale (bit/s/Hz) des signaux. Pour ce faire, les nouveaux formats de modulation ont été proposés, notamment les formats de modulation de phase (PSK pour *Phase-Shift Keying*). Des systèmes à 100 Gbit/s (100 Gigabit Ethernet) utilisant des signaux PSK sont déjà annoncés pour 2012.

À des débits supérieurs à 10 Gbit/s, les principales causes de dégradation des signaux sont les effets linéaires (l'atténuation dans la fibre, la dispersion chromatique et la dispersion modale de polarisation), les effets non-linéaires (l'effet Kerr, la diffusion Brillouin, la diffusion Raman), ainsi que les interactions entre ces effets. À très haut débit, ces différents effets conduisent donc à une dégradation rapide du signal en amplitude et en temps.

Par conséquent, l'augmentation en débit rend les systèmes plus sensibles aux facteurs liés

à la propagation, notamment lorsque l'infrastructure doit être préservée. Afin de surmonter ces limitations, le signal doit être régénéré au-delà d'une certaine distance de transmission. Trois niveaux de régénération sont définis : 1R (réamplification), 2R (réamplification et remise en forme) et 3R (réamplification, remise en forme et resynchronisation). Le niveau 1R est aujourd'hui bien maîtrisé et utilisé couramment grâce à l'utilisation des EDFA qui ont fait leurs premières apparitions dans les systèmes sous marins en 1996 [11]. Le troisième niveau (3R) est aujourd'hui réalisé en insérant dans les réseaux des répéteurs optoélectroniques. Une approche alternative aux répéteurs optoélectronique est le traitement tout-optique du signal, qui consiste à régénérer le signal dans le domaine optique. Cette solution offrirait la possibilité de réduire considérablement le coût d'installation par rapport à la solution optoélectronique surtout pour les systèmes à haut débit par canal (40 Gbit/s et au-delà). En effet, les composants tout-optiques, qui ne nécessitent aucune conversion du signal optique en signal électrique, permettraient d'augmenter la capacité des réseaux de télécommunication, tout en diminuant leur complexité et donc les coûts. De plus, la plupart des phénomènes physiques mis en jeu permettent de traiter des débits beaucoup plus importants que ceux accessibles aux composants électroniques, et peuvent aussi traiter plusieurs longueurs d'onde simultanément. De nombreuses techniques de régénération tout-optique du signal ont été développées, avec des solutions toujours plus performantes et des débits toujours plus élevés [1, 12]. Les techniques tout-optique permettent notamment de réaliser des dispositifs de régénération de type 2R, « réamplification » et « remise en forme », moins complexes et plus compacts que les dispositifs de régénération 3R. Ces solutions de régénération 2R pourraient ainsi améliorer les performances et limiter le coût des liaisons. Cependant, ces technologies sont beaucoup moins matures et bénéficient de moins d'investissement que les techniques électroniques de traitement du signal ce qui explique qu'elles ne sont pas déployées dans les réseaux de transmission optique.

Au laboratoire FOTON où s'est déroulée cette thèse, l'étude de la régénération tout-optique est l'une des thématiques de la plate-forme PERSYST (Plate-forme d'évaluation et de recherche sur les systèmes de télécommunication). De nombreuses études ont été menées sur l'impact de la régénération tout-optique dans les systèmes de transmission, nous mentionnerons particulièrement les thèses de Laurent BRAMERIE et Mathilde GAY [13, 14], ainsi que les travaux de thèse de Vincent RONCIN [15], Gwenaëlle GIRAULT [16] et les travaux en cours de Minh Nguyet NGO [17] sur des fonctions à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs.

Dans ce contexte, de nouveaux composants permettant de réaliser des fonctions de régénération 2R et 3R tout-optiques pour les systèmes de transmission à haut débit et à longue distance font l'objet de ces travaux de thèse. Parmi les composants permettant de réaliser des fonctions non-linéaires pour la régénération, l'absorbant saturable en microcavité (AS) a retenu notre attention puisqu'il permet de réaliser des solutions performantes, compactes, de faible coût et surtout compatibles avec des signaux WDM. Des dispositifs de régénération 2R utilisant des AS ont été étudiés à 10 Gbit/s par Mathilde GAY au cours

de ses travaux de thèse. La régénération 2R et 3R tout-optique à 42,7 Gbit/s à base d'AS (fabriqué par LPN, IEF et Alcatel Thalès 3-5 lab) constitue la majeure partie de mes travaux. Dans le cadre de ma thèse, j'ai participé à la construction et aux caractérisations du premier module AS à 8 canaux. La capacité de traiter des signaux WDM de ce module a été démontrée avec succès. Une technique originale de régénération 2R basée uniquement sur les AS est également proposée. Le régénérateur étudié est composé d'un AS classique pour augmenter le taux d'extinction du signal suivi par un AS avec une nouvelle structure de microcavité permettant de réaliser la fonction de limiteur de puissance. Son efficacité est démontrée expérimentalement. J'ai étudié ensuite un dispositif de régénération 3R tout-optique constitué d'un régénérateur 2R associé à une modulation synchrone utilisant des lasers à verrouillage de modes pour la récupération d'horloge. L'efficacité de la modulation synchrone tout-optique par modulation d'absorption croisée dans l'AS est démontrée pour la première fois. Enfin, une solution originale pour la régénération d'un signal PSK est proposée. Cette technique consiste à utiliser l'AS réalisant la fonction de limiteur de puissance pour régénérer l'intensité tout en préservant la phase du signal. Les performances du système PSK peuvent être augmentées en réduisant considérablement les fluctuations d'intensité qui sont à l'origine du bruit de phase non-linéaire dû aux non-linéarités (notamment l'automodulation de phase).

L'ensemble de ce travail a donné lieu à huit publications dans des journaux scientifiques internationaux, quinze communications à des conférences internationales, et neuf communications à des conférences nationales.

Le **premier chapitre** est un chapitre introductif aux systèmes de transmission optique et au contexte de recherche de cette thèse. Premièrement, nous décrivons les éléments constituant une transmission dite « point-à-point ». Ensuite, les dégradations subies par les signaux optiques au cours de leur transmission sont décrites. Les critères pour évaluer la qualité d'une transmission sont également présentés. Dans un deuxième temps, nous introduisons la régénération du signal optique. Le principe de trois étapes de régénération (1R, 2R, 3R) ainsi que leurs limitations sont expliquées. Des comparaisons entre la régénération optoélectronique et optique sont effectuées, et l'intérêt de la régénération 2R par rapport à la régénération 3R tout-optique en termes de compromis performances/complexités est discuté. Ensuite, nous résumons les techniques de régénération tout-optique proposées dans la littérature ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients afin de justifier les objectifs et les motivations de ces travaux de thèse.

Dans le **deuxième chapitre**, nous présentons les techniques qui permettent d'évaluer les performances d'un régénérateur. Dans la première partie de ce chapitre, nous décrivons deux techniques les plus utilisées pour caractériser des régénérateurs optiques dans un environnement système, qui sont la configuration « back-to-back » et la boucle à recirculation. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous introduisons un outil développé au laboratoire que nous nommons « boucle à recirculation courte ». Cette boucle à recirculation ne comporte qu'une dizaine de kilomètres de fibre et permet d'évaluer efficacement le potentiel



régénératif d'un dispositif dans le cas où le bruit d'émission spontanée amplifiée est la principale source de dégradation. Nous montrons également que cette technique de boucle courte peut être utilisée pour évaluer les marges systèmes dans une liaison régénérée optiquement. Enfin, nous exposons le modèle numérique que nous avons mis en place durant ces travaux de thèse et qui sera utilisé dans les autres chapitres.

Le **troisième chapitre** est consacré à l'étude d'un dispositif tout-optique de régénération 2R compatible avec une transmission WDM utilisant un AS et des effets non-linéaires dans une fibre optique. La technique utilisée a déjà été étudiée dans de précédents travaux. Dans le cadre de mes travaux, la compatibilité de ce dispositif dans un système WDM est étudiée. Nous avons démontré expérimentalement la capacité du module à traiter simultanément des signaux WDM. Nous présentons tout d'abord le premier module AS à 8 canaux qui a été réalisé au cours de cette thèse. Le principe et les caractérisations du dispositif sont présentés. Dans l'étude numérique, un modèle prenant en compte la saturation de l'absorption et le temps de réponse de l'AS a été mis en place. Les paramètres physiques du régénérateur sont étudiés afin d'optimiser son efficacité. L'impact de la longueur d'onde du signal sur les performances du régénérateur est ensuite étudié numériquement afin de démontrer la capacité du dispositif à traiter des signaux WDM. Enfin une étude expérimentale du dispositif cascadié dans une ligne de transmission est réalisée. La cascadabilité et l'accordabilité en longueur d'onde de ce module utilisé comme régénérateur 2R sont démontrées à 42,7 Gbit/s à l'aide d'une boucle à recirculation.

Dans le **quatrième chapitre**, nous présentons l'étude de l'efficacité d'un régénérateur 2R tout-optique utilisant des structures AS. Le régénérateur étudié est composé d'un AS classique (nommé AS.0) pour augmenter le taux d'extinction du signal suivi par un AS avec une nouvelle structure de microcavité (nommé AS.1) permettant de réaliser la fonction de limiteur de puissance. Dans un premier temps, nous présentons la nouvelle structure d'AS qui permet de réaliser la fonction de limiteur de puissance. Une caractérisation expérimentale des composants utilisés dans cette étude est ensuite réalisée pour déterminer la meilleure configuration du régénérateur. L'étude analytique des fonctions de transmission des composants permet une meilleure compréhension du comportement de chaque AS, ainsi que du dispositif de régénération constitué par l'association de ces deux composants. Une étude numérique utilisant des modèles phénoménologiques est ensuite effectuée pour mieux appréhender les phénomènes physiques mis en jeu. Nous examinons tout d'abord la cascadabilité du régénérateur. L'impact du bruit d'émission spontanée amplifiée et du temps de réponse de chaque composant sur les performances du régénérateur est ensuite analysé. L'étude expérimentale avec les configurations « back-to-back » et en boucle à recirculation démontre l'efficacité de ce régénérateur dans un système de transmission.

Le **cinquième chapitre** considère la technique de régénération 3R par modulation synchrone constituée d'un régénérateur 2R et d'une modulation d'intensité synchrone. Pour la régénération 2R, nous utilisons deux types de régénérateur : celui basé sur un AS associé à une fibre optique développé dans le chapitre 3 ; ou encore le régénérateur 2R constitué

uniquement d'AS présenté dans le chapitre 4. La modulation synchrone toute optique est obtenue en injectant dans l'AS une horloge optique récupérée à partir du signal à traiter par un composant de récupération d'horloge toute optique. Ce composant utilise des lasers à verrouillage de modes à semi-conducteurs basés sur des structures massives et des structures à bâtonnets quantiques. Le principe de la régénération 3R à base de modulation synchrone et les travaux faits dans la littérature sont présentés. Une étude numérique est ensuite réalisée afin d'étudier le fonctionnement du régénérateur 3R par modulation synchrone, en particulier sa tolérance aux bruits et la possibilité de cascader le dispositif. Enfin, l'étude expérimentale du dispositif cascader dans une ligne de transmission est présentée. La cascabilité du régénérateur est étudiée dans une boucle à recirculation avec un pas de transmission de 100 km. L'efficacité de du dispositif de régénération 3R ainsi que ses limites sont mises en évidence par des mesures de taux d'erreur binaire.

Le **sixième chapitre** est dédié à l'étude d'un AS de type limiteur de puissance (l'AS.1 présenté dans le chapitre 4) pour régénérer l'intensité d'un signal de type PSK tout en conservant sa phase. Dans un premier temps, nous rappelons les caractéristiques de l'AS limiteur de puissance en insistant sur ses avantages pour la régénération d'un signal dont l'information est portée par la phase. Grâce à une étude numérique, nous démontrons l'intérêt de ce composant pour augmenter les performances d'un système PSK. L'impact des pertes du composant sur son efficacité régénérative est également étudié. Par une étude expérimentale sur une ligne de transmission déployée, nous démontrons l'efficacité de l'AS.1 à régénérer un signal PSK. Le régénérateur est ensuite mis en cascade dans une boucle à recirculation. L'efficacité du régénérateur pour augmenter la distance de transmission est expérimentalement démontrée à 42,7 Gbit/s.



# Chapitre 1

## Généralité sur la régénération optique

Nous allons dans ce chapitre présenter le contexte de cette thèse en introduisant la régénération optique dans les systèmes de transmission. Nous décrirons dans un premier temps les éléments constituant une liaison de transmission dite « point-à-point ». Les dégradations subies par le signal optique au cours de sa transmission sont décrites. En particulier, la dégradation du signal due aux effets linéaires (l'atténuation dans la fibre, la dispersion chromatique, la dispersion modale de polarisation) et aux effets non-linéaires (l'effet Kerr, la diffusion Brillouin, la diffusion Raman). Les critères pour évaluer la qualité d'une transmission seront également présentés.

Ensuite, nous présenterons le principe de la régénération du signal optique en considérant les trois étapes de la régénération : Réamplification, Remise en forme et Resynchronisation). Des comparaisons de la régénération optoélectronique et optique seront présentées, ainsi que les intérêts de la régénération 2R par rapport à la régénération 3R tout-optique en termes de compromis performances/complexité.

Pour finir, nous résumerons brièvement les techniques de régénération optique proposées dans la littérature ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients afin de justifier les objectifs et les motivations pour ces travaux de thèse.

### 1.1 Système de transmission par fibre optique

La Figure 1.1 représente le schéma d'un système de transmission optique dit « point-à-point », où l'information est transmise d'un point à l'autre en restant dans le domaine optique.

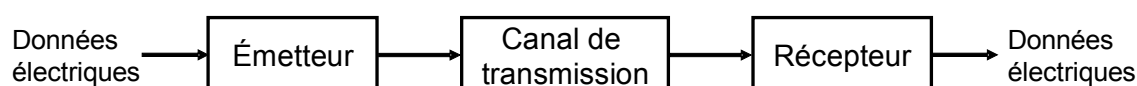


FIGURE 1.1 – Schéma d'un système de transmission optique.

Comme tous les systèmes de transmission de l'information, le système de transmission

optique est constitué d'un émetteur, d'un canal de transmission et d'un récepteur. L'émetteur génère un signal optique à partir du signal d'information numérique électrique à transmettre. Le signal optique se propage dans le canal de transmission jusqu'au récepteur. À la fin de ligne de transmission, un récepteur permet de reconvertir le signal optique dans le domaine électrique.

Les systèmes de transmission optique peuvent être répertoriés suivant deux catégories : la transmission guidée, et la transmission non-guidée (espace libre). Dans cette étude, nous sommes intéressés uniquement à la transmission guidée utilisant les fibres optiques comme support de transmission.

### 1.1.1 Émetteur et récepteur

L'émetteur et le récepteur optique sont les deux éléments aux extrémités d'une ligne de transmission optique. Le rôle de l'émetteur est de coder les données électriques à transmettre sur une porteuse optique. Le récepteur procède à l'opération inverse, i.e. détecter le signal optique transmis et le décoder pour récupérer les informations initiales. Avant de décrire le principe de ces composants, nous allons aborder les formats de modulation.

#### 1.1.1.1 Formats de modulation

Le choix du format de modulation du signal est l'une des premières étapes pour la réalisation d'un système de transmission optique. Il existe plusieurs formats de modulation qui sont répertoriés suivant deux variables physiques du signal optique : l'amplitude et la phase. Lorsque les informations sont portées par l'amplitude du signal, nous parlons alors de la modulation d'amplitude (ASK pour *Amplitude-Shift Keying*), et quand ils sont portées par la phase, nous parlons de la modulation de phase (PSK pour *Phase-Shift Keying*). Ces deux formats de modulation seront étudiés dans ce manuscrit.

Une plus grande partie de ces travaux de thèse est consacrée à la modulation d'amplitude qui est jusqu'à présent le format de modulation le plus utilisé dans les systèmes de télécommunications optiques.

La Figure 1.2 représente la forme temporelle des deux principaux formats de la modulation d'amplitude qui sont connus sous les noms NRZ (non retour à zéro) et RZ (retour à zéro).

Pour le format NRZ, l'amplitude du signal optique est maintenue pendant tout le temps bit, et ne retourne pas à zéro entre deux (ou plusieurs) bits « 1 » successifs. Le format RZ signifie cette fois-ci que l'amplitude n'est pas maintenue pendant tout le temps bit, et retourne à zéro avant que le temps bit se termine. L'avantage du format NRZ est sa largeur spectrale plus faible que celle du format RZ, puisque la transition d'amplitude apparaît moins fréquemment. Grâce à cette efficacité spectrale, le format NRZ est le plus utilisé dans les systèmes de transmission optique actuels. Le format RZ a commencé à attirer l'attention vers la fin des années 90s après que le potentiel des systèmes de transmission solitonique ait

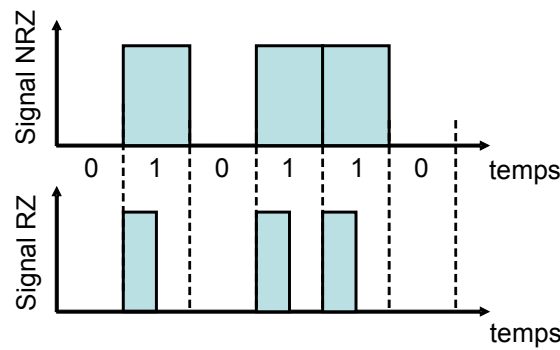


FIGURE 1.2 – Représentation temporelle des formats de modulation de type NRZ et RZ.

été démontré [18]. Une variante intéressante du format RZ est le CSRZ (Carrier-Suppressed RZ) où les symboles successifs sont déphasés de  $\pi$ . Ce format dispose d'une bande spectrale plus réduite par rapport au format RZ standard.

#### 1.1.1.2 Émetteur

L'élément principal d'un émetteur est la source lumineuse qui va porter l'information. Les sources lasers à semi-conducteurs se sont révélées avantageuses pour les transmissions sur fibres optiques pour plusieurs raisons : faible encombrement, faible consommation énergétique, bonne sélectivité en longueur d'onde, faible bruit d'intensité, et possibilité de moduler la puissance optique via le courant de polarisation.

La modulation directe via le courant de polarisation du laser permet de réduire considérablement le coût d'un système de transmission optique. Néanmoins, elle est rarement utilisée pour des systèmes de transmission à longue distance et à des débits supérieurs à 10 Gbit/s à cause de la variation de la fréquence instantanée (*chirp*) induite par la modulation du courant du laser. Ce chirp cumulé à la dispersion chromatique peut être préjudiciable à très haut débit. Dans le cas particulier des transmissions longues distance et à très haut débit, un émetteur optique est par conséquent constitué d'une source optique suivie par un modulateur externe comme illustré dans la Figure 1.3.

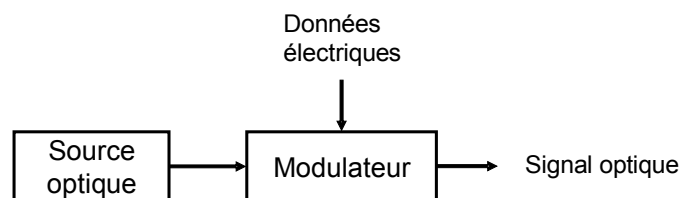


FIGURE 1.3 – Schéma de principe d'un émetteur optique.

Nous trouvons aujourd'hui deux types de modulateurs électro-optiques : le modulateur à électro-absorption (EAM pour *Electro-Absorption Modulator*) et le modulateur à base de Niobate de Lithium (LiNbO<sub>3</sub>) de type interféromètre de Mach-Zehnder (MZM pour *Mach-*

*Zehnder Modulator*).

Le premier modulateur utilise l'effet Franz-Keldysh où la variation de l'absorption optique d'un semi-conducteur est induite par une tension. Ce modulateur présente plusieurs intérêts : possibilité de l'intégrer à une source laser, ce qui réduit ainsi l'encombrement de la source et du modulateur externe ; un taux d'extinction de 15 dB peut être obtenu avec une tension de commande de quelques volts et une bande passante de modulation pouvant aller jusqu'à 100 Gbit/s. Malgré ses avantages, il reste tout de même un chirp résiduel. Le deuxième type de modulateur utilise l'effet électro-optique dans le Niobate de Lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ) où la phase du signal est modulée par une tension de commande. En intégrant le  $\text{LiNbO}_3$  dans un interféromètre de Mach-Zehnder, il est possible de réaliser une modulation d'amplitude à partir de cette modulation de phase. Lorsque les tensions sur les deux bras de l'interféromètre sont bien ajustées, il est possible de générer un signal optique sans chirp. De plus, par rapport au modulateur à électro-absorption qui ne peut réaliser que la modulation d'amplitude, le modulateur Mach-Zehnder peut réaliser le format CSRZ ou encore une modulation de la phase du signal en ajustant les tensions appliquées sur chaque bras du modulateur. Le principe de ce modulateur sera détaillé dans la description du modèle numérique présentée dans le chapitre 2.

### 1.1.1.3 Récepteur

La Figure 1.4 illustre le principe d'un récepteur. Il est constitué en premier lieu d'une photodiode dont la bande passante doit être théoriquement supérieure ou égale à la moitié du débit de l'information pour respecter le critère de Nyquist. Cette photodiode convertit le signal binaire optique en signal binaire électrique. Elle reproduit à l'identique les fluctuations de puissance optique en fluctuations de courant. Cependant, sous certaines conditions la photodiode peut également ajouter des fluctuations d'amplitude liées aux effets thermique ou à la nature quantique des photons [19]. Le signal électrique est ensuite envoyé vers un amplificateur limiteur dont le rôle est de conserver une tension électrique constante en sortie sur une certaine plage de tension d'entrée. Il adapte pour cela son gain en détectant la puissance moyenne en entrée. Cet amplificateur permet d'éviter des fluctuations de la puissance optique moyenne qui se répercutent sur la tension moyenne du signal binaire, et nécessite alors un ajustement du seuil en tension pour la prise de décision. Le récepteur expérimental que nous avons utilisé possède un amplificateur limiteur.

Une fraction du signal est envoyée sur une récupération d'horloge afin de récupérer le rythme de l'information. Après avoir récupéré une horloge synchronisée aux données nous arrivons sur le circuit de décision. Ce circuit de décision est piloté par une tension de seuil et l'horloge récupérée. Avec l'horloge, nous déterminons l'instant de décision qui est la plupart du temps optimal au centre du temps bit. La tension du signal reçu au moment de décision va être comparée à la tension de seuil. Si la tension reçue est inférieure (supérieure) au seuil, alors la bascule de décision génère un symbole « 0 » (« 1 » respectivement). Les données

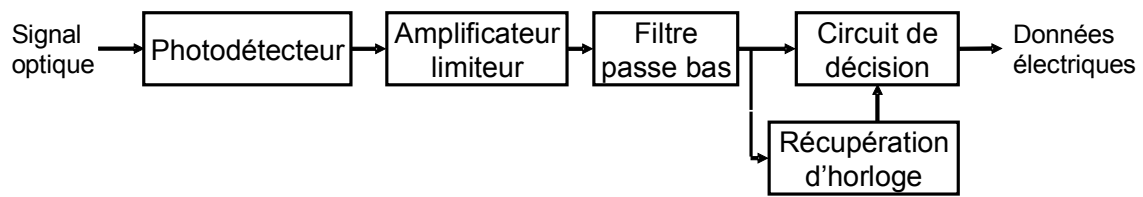


FIGURE 1.4 – Schéma de principe d'un récepteur optique.

électriques transmises sont alors retrouvées au niveau du récepteur.

### 1.1.2 Canal de transmission

Le rôle d'un canal de transmission est de transmettre le signal optique depuis l'émetteur jusqu'au récepteur avec le moins de distorsion possible. La Figure 1.5 représente une ligne de transmission par fibres optiques. L'avantage principal des fibres optiques pour la transmission est leurs faibles pertes, jusqu'à 0,2 dB/km pour les longueurs d'onde de télécommunications optiques actuelles de 1550 nm. Malgré cet avantage, la puissance optique transmise est seulement de 1% après 100 km de transmission. Pour cette raison, après une certaine distance de propagation le signal doit être nécessairement réamplifié par les amplificateurs optiques (AO), ou encore régénéré par des régénérateurs (R).

Une autre source de dégradation du signal optique est la dispersion de la fibre conduisant à un élargissement des impulsions au cours de la propagation. Lorsqu'une impulsion est élargie plus que le temps bit dédié, le signal est dégradé. Le problème de dispersion est prédominant pour les fibres multimodes dû aux différentes vitesses de groupe pour différents modes de la fibre (typiquement de 10 ns/km). Par conséquent la fibre monomode est utilisée pratiquement dans tous les systèmes de transmission optique depuis les années 80s.

La section suivante va détailler les origines des dégradations subies par le signal optique durant sa transmission et la problématique de la montée en débit afin de justifier le besoin d'un traitement tout-optique du signal qui est le thème principal de ces travaux de recherche.

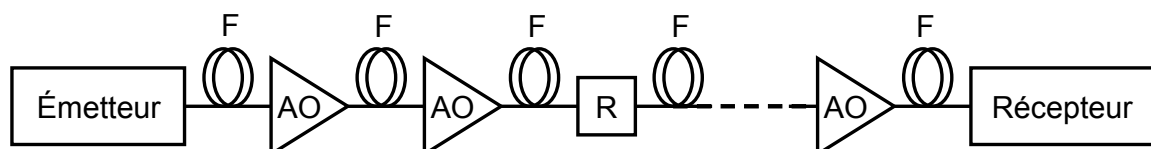


FIGURE 1.5 – Une ligne de transmission par fibres optiques. F : fibre optique, AO : amplificateur optique, R : régénérateur.



## 1.2 Origines des dégradations du signal optique et problématique de la montée en débit

Les dégradations du signal au cours de sa transmission sont dues aux effets linéaires (l'atténuation dans la fibre, la dispersion chromatique, la dispersion modale de polarisation) et non-linéaires (l'effet Kerr, la diffusion Brillouin, la diffusion Raman), ainsi qu'aux interactions de ces effets qui sont plus critiques quand le débit augmente. Dans un système géré en dispersion chromatique à 10 Gbit/s, le signal est principalement dégradé par l'atténuation dans la fibre et par l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée (ESA) des EDFA qui réduit le rapport signal sur bruit optique (OSNR pour *Optical Signal-to-Noise Ratio*). Lorsque le débit par canal augmente jusqu'à 40 Gbit/s ou plus, l'atténuation et l'interaction entre la dispersion chromatique et les effets non-linéaires conduisent à une dégradation rapide du signal en amplitude et en temps.

L'impacte de la dispersion chromatique (DC) est plus critique lorsque le débit augmente de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s. Les impulsions sont plus courtes et plus proches l'une de l'autre. De plus, le spectre plus large implique une plus grande différence entre les vitesses de groupe des composantes spectrales. Par conséquent, les impulsions sont élargies plus rapidement et les interférences entre symboles se produisent à des distances de transmission plus courtes.

La dispersion modale de polarisation (PMD pour *Polarisation Mode Dispersion*) doit être également considérée. L'origine de la PMD est l'asymétrie du cœur de la fibre optique, mais aussi liée aux perturbations environnementales, notamment la température. À cause de la biréfringence, deux modes de polarisation orthogonaux ne se propagent pas avec la même vitesse de groupe ce qui conduit à un élargissement d'impulsions (DGD pour *Differential Group Delay*). L'hypothèse prise pour quantifier les effets de PMD sur des lignes de transmission est une distribution aléatoire de la biréfringence (distribution de Maxwell en première approximation). Cette approche permet de dire que le DGD est proportionnel à la racine carrée de la longueur de transmission. Cet effet devient critique lorsque le retard entre deux modes dépasse de 10% à 15% le temps bit suivant le format de modulation [20]. Pour les fibres actuelles avec une valeur de PMD de l'ordre de 0,125 ps/km<sup>1/2</sup> [21], cet effet n'est pas un obstacle pour les systèmes à 10 Gbit/s. Néanmoins, pour les systèmes à 40 Gbit/s et à longue distance, une compensation de PMD est nécessaire.

L'impact des effets non-linéaires sur les performances d'un système de transmission est plus critique dû aux fortes influences de la dispersion chromatique et de la PMD lors de la montée en débit. Pour les formats de modulation d'intensité, l'effet d'automodulation de phase (SPM pour *Self-Phase Modulation*) crée des variations de la fréquence instantanée des impulsions, des nouvelles fréquences sont générées, ce qui conduit à un élargissement spectral. Cet élargissement spectral peut perturber les canaux adjacents d'un système de transmission multiplexé en longueur d'onde. D'autre part, la combinaison de ce phénomène avec celui de la dispersion chromatique peut dégrader dramatiquement le signal optique. Dans les systèmes multicanaux, la modulation de phase croisée (XPM pour *Cross-Phase*

*Modulation*) dégrade également les signaux. La XPM est basée sur le même principe physique que le SPM, mais elle se produit en présence de plusieurs longueurs d'onde. L'indice de réfraction vu par le signal est modulé par l'intensité des canaux adjacents, ce qui conduit à des fluctuations d'amplitude et de la gigue temporelle.

De plus, le mélange à quatre ondes (FWM pour *Four-Wave Mixing*) doit être aussi pris en compte. L'interaction entre les canaux crée des nouvelles fréquences, ce qui pourra directement perturber les canaux adjacents dans les systèmes équi-espacés en longueur d'onde. Une technique efficace pour réduire cet effet non-linéaire est d'utiliser les fibres à haute dispersion chromatique locale. L'accord de phase entre les canaux est par conséquent minimisé. La compensation de la dispersion chromatique peut être utilisée périodiquement pour réduire l'accumulation de dispersion chromatique.

En ce qui concerne les transmissions à très haut débit 40-160 Gbit/s et plus, l'interaction non-linéaire entre les impulsions dans le même canal devient un autre facteur limitant. Deux effets de distorsion jouant un rôle fondamental sont la modulation de phase croisée intra-canal (IXPM) et le mélange à quatre ondes intra-canal (IFWM) [22]. La IXPM dégrade le signal via la modulation de phase croisée dans le recouvrement de deux impulsions successives élargies, ce qui conduit principalement à de la gigue temporelle. Pour le cas de l'IFWM, l'élargissement des impulsions par la dispersion chromatique conduit à un recouvrement des composantes spectrales « lentes » de l'impulsion avec des composantes spectrales « rapides » de l'impulsion qui suit. L'interaction de ces composantes spectrales va créer des fluctuations d'amplitude et des impulsions qualifiées de « fantômes » [23].

En résumé, la montée en débit rend les systèmes plus sensibles aux dégradations liées à la propagation du signal. Par conséquent, des solutions pour se prémunir contre ces limites et augmenter la distance de transmission sont primordiales. Nous allons dans la section suivante définir les critères pour évaluer la qualité d'une transmission.

## 1.3 Critères de la qualité d'une transmission

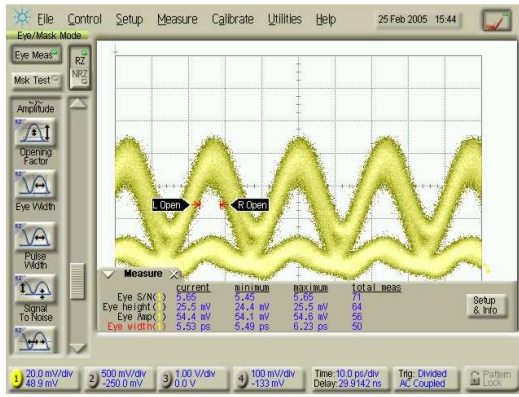
Pour déterminer la qualité d'une transmission optique, différents critères sont définis. Les trois critères principaux sont le taux d'erreur binaires, le diagramme de l'œil et le facteur de qualité. Ces critères sont souvent évalués dans le domaine électrique après la détection du signal optique.

### 1.3.1 Diagramme de l'œil

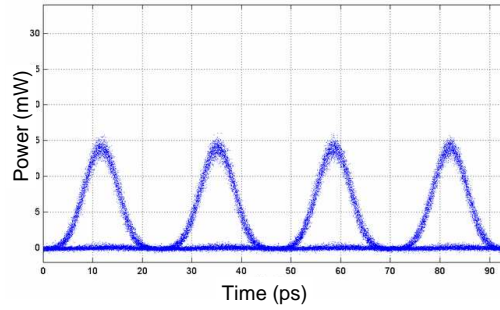
Le diagramme de l'œil est la superposition de tous les symboles binaires du signal. Ce type de diagramme permet de visualiser le signal et ainsi d'observer les dégradations telles que les fluctuations d'intensité, la gigue temporelle et les interférences entre symboles. Plus le signal est de mauvaise qualité, plus le diagramme de l'œil est fermé. Les diagrammes de l'œil sont normalement réalisés dans le domaine électrique après une détection à l'aide d'une photodiode et d'un oscilloscope à échantillonnage électrique. Cela nécessite une photodiode

et un oscilloscope de bande passante suffisante pour visualiser correctement le signal (critère de Nyquist).

Récemment, le laboratoire FOTON s'est équipé d'un oscilloscope à échantillonnage optique. Cet outil est basé sur l'effet de mélange à quatre ondes dans la fibre et permet d'atteindre une résolution temporelle de 1 ps. La Figure 1.6 représente le diagramme de l'œil électrique (a) et le diagramme de l'œil optique (b) d'un signal RZ 33% à 42,7 Gbit/s. Avec le diagramme de l'œil issu d'un oscilloscope à échantillonnage électrique, la visualisation du signal est limitée par la bande passante électrique de 50 GHz. On constate qu'avec un oscilloscope à échantillonnage optique, la résolution est bien meilleure et que nous obtenons alors un diagramme de l'œil parfaitement ouvert.



(a) Oscilloscope à échantillonnage électrique



(b) Oscilloscope à échantillonnage optique

FIGURE 1.6 – Diagramme de l'œil d'un signal RZ 33% à 42,7 Gbit/s issu d'un oscilloscope à échantillonnage électrique (a), et d'un oscilloscope à échantillonnage optique (b).

### 1.3.2 Taux d'erreur binaire

Par définition, le taux d'erreur binaire (TEB) est le rapport entre le nombre de bits erronés sur le nombre total de bits dans un intervalle de mesure. La détection des symboles est réalisée grâce à une bascule de décision. À un instant d'échantillonnage donné, la tension correspondant au photo-courant mesurée va être comparée avec une tension de seuil. Si la tension du signal est supérieure à la valeur du seuil, ou respectivement inférieure, le symbole reçu est considéré comme un symbole « 1 », ou respectivement un « 0 ». Si les fluctuations d'amplitude et temporelles sont importantes, la tension d'un symbole « 1 » peut passer au-dessous du seuil et celle d'un symbole « 0 » au-dessus du seuil, des erreurs de décision sont alors commises.

La probabilité d'erreur peut s'écrire de façon suivante [8] :

$$P_e = P_1 \cdot P(0|1) + P_0 \cdot P(1|0) \quad (1-1)$$

où  $P_1$  et  $P_0$  les probabilités d'émission des symboles « 1 » et « 0 » respectivement.  $P(0|1)$

la probabilité de recevoir un « 0 » lorsque un « 1 » est transmis, et  $P(1|0)$  la probabilité de recevoir un « 1 » lorsque un « 0 » est transmis.

En considérant que le bruit dans les systèmes de transmission optique est gaussien, les probabilités  $P(1|0)$  et  $P(0|1)$  suivent par conséquent les lois gaussiennes. De plus, les symboles « 1 » et « 0 » peuvent être considérés équiprobables dans tous les flux de données réels, les probabilités  $P(1)$  et  $P(0)$  sont donc égales à  $1/2$ . Ainsi nous pouvons écrire :

$$TEB = P_e = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (1-2)$$

où  $V_1$ ,  $V_0$ , et  $V_s$  les tensions moyennes des symboles « 1 » et « 0 » à l'instant de décision et la tension de seuil respectivement.  $\sigma_1$  et  $\sigma_0$  les variances des probabilités de puissance des symboles « 1 » et « 0 ».  $\operatorname{erfc}$  la fonction d'erreur complémentaire définie par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-y^2) dy \quad (1-3)$$

Le TEB est minimum quand :

$$V_s = \frac{V_1 \sigma_1 + V_0 \sigma_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (1-4)$$

ce qui donne :

$$TEB_{min} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{V_1 - V_0}{\sqrt{2}(\sigma_1 + \sigma_0)} \right] \quad (1-5)$$

Dans les systèmes de transmission, le critère de qualité demandé par les opérateurs de télécommunications est un TEB de  $10^{-12}$ , ce qui correspond à une erreur pour mille milliards de bits transmis. Récemment, grâce à l'utilisation de codes correcteurs d'erreur (FEC pour *Forward Error Correction*), un TEB de  $2.10^{-3}$  est toléré [24, 25]. Le FEC repose sur un codage adapté qui est basé sur la redondance des données contenant l'information, ce qui nécessite un sur-débit de l'ordre de 7% pour le Reed-Solomon(255,239) recommandé par « l'Union Internationale des Télécommunications » (UIT) pour les réseaux sous-marin. Le signal optique transmet incorporant le sur-débit lié au FEC que nous avons utilisé au cours de cette thèse était de 42,66 Gbit/s. Dans ce manuscrit nous utilisons régulièrement la simplification d'écriture 42,7 Gbit/s se rapportant au débit réel de 42,66 Gbit/s.

### 1.3.3 Facteur de qualité

Nous représentons sur la Figure 1.7 la distribution des probabilités des tensions détectées. Le facteur de qualité est défini par :

$$Q_a = \frac{V_1 - V_0}{(\sigma_1 + \sigma_0)} \quad (1-6)$$

$Q_a$  le facteur de qualité en amplitude, que nous distinguons avec le facteur de qualité temporel  $Q_t$  qui sera défini dans la suite. Dans certaines sections du manuscrit, nous utilisons

simplement « facteur  $Q$  » pour le facteur  $Q_a$ . Ce facteur de qualité est relié au TEB dans l'hypothèse où les distributions de puissance sont gaussiennes par la relation suivante :

$$TEB_{min} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q_a}{\sqrt{2}} \right) \quad (1-7)$$

Ce facteur de qualité est donc représentatif du rapport signal sur bruit électrique devant la décision et n'a pas d'unité. Il est parfois représenté en décibel comme  $20 \cdot \log_{10}(Q_a)$  (dB), puisque le rapport signal sur bruit est proportionnel à  $Q_a^2$ . Le facteur 20 (ou  $10 \cdot \log_{10}(Q_a^2)$ ) permet de maintenir le modèle linéaire de l'accumulation de bruit. Prenons par exemple, une dégradation de 3 dB du rapport signal sur bruit va conduire à une dégradation de facteur  $Q_a$  de 3 dB (sous l'hypothèse où le bruit d'ESA est dominant) [20]. Avec la relation 1-7, pour un TEB de  $10^{-9}$ , un facteur de qualité de 6 (ou 15,6 dB) est nécessaire.

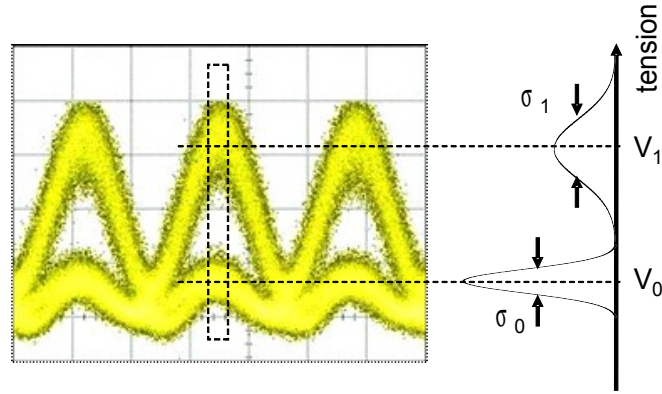


FIGURE 1.7 – Présentation du bruit d'amplitude sur un diagramme de l'œil et l'histogramme en tension qui schématise les paramètres du facteur de qualité  $Q_a$ .

Lorsque le TEB est trop faible pour être mesuré, nous utilisons plutôt le facteur  $Q_a$ . Dans l'hypothèse où la distribution de puissance des symboles « 1 » et « 0 » est gaussienne, il existe une méthode qui permet de mesurer le facteur de qualité  $Q_a$  avec le circuit de décision [26]. Cette mesure s'effectue en trois étapes :

Premièrement, l'évolution du TEB avec la tension du seuil de décision est mesurée. La Figure 1.8 représente un exemple de l'évolution du TEB en fonction de tension de décision pour un signal dégradé par le bruit d'ESA. Le TEB optimal dans ce cas n'est pas mesurable expérimentalement.

Les basses et fortes tensions sont respectivement représentatives des symboles « 0 » et « 1 ». Ces courbes sont représentatives des distributions de l'intensité des signaux. Les flancs à gauche correspondent aux niveaux des faibles intensités (symboles « 0 »), et ceux à droite correspondent aux niveaux des fortes intensités (symboles « 1 »). Plus les flancs sont raides, moins le signal présente de fluctuations d'intensité.

Deuxièmement, ces courbes sont analysées. À l'aide des relations de TEB dans le cas de bruit gaussien nous pouvons déterminer les paramètres statistiques  $V_1$ ,  $V_0$ ,  $\sigma_1$ ,  $\sigma_0$ . Ces

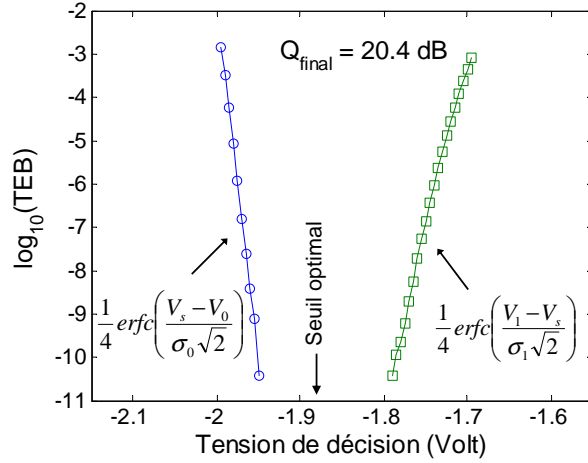


FIGURE 1.8 – Évolution du taux d'erreur binaire avec la tension du seuil de décision.

relations sont données par :

$$TEB_1 = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (1-8)$$

$$TEB_0 = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (1-9)$$

Enfin, le facteur de qualité final est calculé par l'équation 1-6.

Cette méthode est très utile pour estimer le facteur de qualité, ainsi que le TEB lorsque les distributions de la puissance du signal sont gaussiennes. Lorsque la distribution des probabilités de la puissance n'est plus gaussienne, ce qui est le cas pour les systèmes de transmission régénérés, la relation entre le facteur de qualité en amplitude et le TEB (l'équation 1-7) ne s'applique plus.

Afin de tenir compte de la gigue temporelle, nous définissons un facteur de qualité temporel :

$$Q_t = \frac{T_D - T_M}{\sigma_{TD} + \sigma_{TM}} \quad (1-10)$$

avec  $T_M$  la valeur moyenne de l'instant où le front montant est à mi-hauteur de l'impulsion,  $T_D$  la valeur moyenne de l'instant où le front descendant est à mi-hauteur de l'impulsion,  $\sigma_{TM}$  (respectivement  $\sigma_{TD}$ ) l'écart type de l'ensemble des instants où le front montant (respectivement descendant) est à mi-hauteur de l'impulsion.

La Figure 1.9 représente un diagramme de l'œil et l'histogramme en temps qui mettent en évidence les paramètres de définition du facteur de qualité temporel.

## 1.4 Régénération d'un signal optique

Comme nous avons pu le présenter précédemment, la montée en débit rend le système plus sensible aux facteurs de dégradation qui sont liés aux effets linéaires et non-linéaires

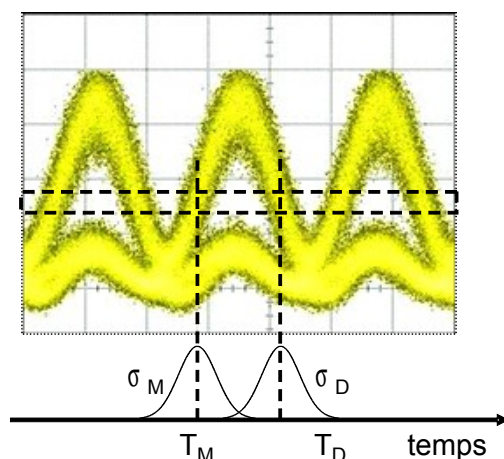


FIGURE 1.9 – Diagramme de l'œil et histogramme en temps indiquant les paramètres définissant le facteur de qualité temporel  $Q_t$ .

dans la fibre optique. Ces dégradations peuvent être regroupées dans trois catégories : l'atténuation de la puissance moyenne du signal due à l'atténuation de la fibre et des différents éléments dans le système, l'apparition des fluctuations d'intensité liée à l'interaction entre le signal et le bruit d'ESA ou aux effets non-linéaires, et l'apparition de la gigue temporelle qui est la déviation des impulsions par rapport au centre du temps bit.

Une des solutions pour surmonter ces limitations et augmenter la distance de transmission du signal est la régénération du signal en ligne. Elle consiste à diviser la distance de transmission en plusieurs segments et à placer entre ces segments des systèmes de régénération qui permettent de maintenir la qualité du signal. Trois niveaux de régénération sont définis : la régénération 1R (réamplification) pour compenser l'atténuation de la puissance moyenne, la régénération 2R (Réamplification et Remise en forme) pour compenser l'atténuation de la puissance moyenne et les dégradations liées aux fluctuations d'intensité sur les symboles, et la régénération 3R (Réamplification, Remise en forme et Resynchronisation) pour compenser les dégradations liées à l'atténuation, au bruit d'intensité et à la gigue temporelle. La Figure 1.10 représente le principe de ces trois niveaux de régénération avec des diagrammes de l'œil d'un signal NRZ.

### 1.4.1 Régénération 1R

La régénération 1R consiste en une simple amplification du signal pour compenser l'atténuation de la fibre optique. Elle est donc la première étape de régénération qui permet d'atteindre des transmissions longues distances. La Figure 1.11 schématise son principe.

#### 1.4.1.1 Amplification optique

Plusieurs types d'amplificateurs optiques ont été développés durant les années 80. Les amplificateurs optiques à semi-conducteur (SOA pour *Semiconductor Optical Amplifier*) ont

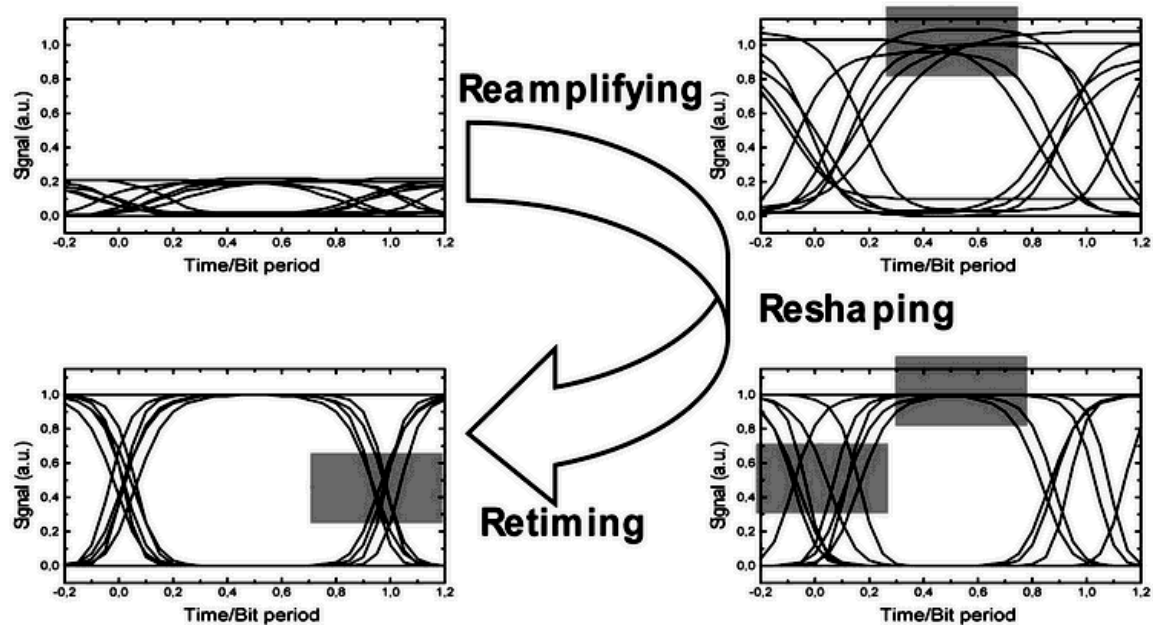


FIGURE 1.10 – Principe des trois étapes de régénération : (1) réamplification, (2) remise en forme, et (3) resynchronisation. D'après [1].

été considérés grâce à leur large bande d'amplification, leur gain important et leur capacité d'intégration [27]. Néanmoins, la non-linéarité du gain et le couplage phase-amplitude sont les points faibles qui réduisent considérablement leur intérêt dans les systèmes de transmission optique. La mise au point de l'amplificateur à fibre dopée erbium (EDFA) a été considérée comme une révolution technologique pour les télécommunications optiques [28, 11]. Ce type d'amplificateur consiste à obtenir une inversion de population dans une fibre contenant des ions erbium grâce au pompage optique à 980 nm ou/et 1 480 nm et ainsi obtenir un gain dans la bande de transition radiative autour de 1 550 nm. Nous disposons aujourd'hui d'un gain jusqu'à 40 dB et avec une forte puissance de sortie, de l'ordre de 30 dBm. De plus, ce type d'amplificateur dispose d'une large bande spectrale d'amplification (entre 1 530 nm à 1 565 nm), d'une insensibilité à la polarisation, d'un temps de vie de transition élevé ( $> 1$  ms) permettant une amplification linéaire pour les débits actuels de transmission. Ces avantages ont permis à l'EDFA de devenir un composant clé dans les systèmes de télécommunications optiques.

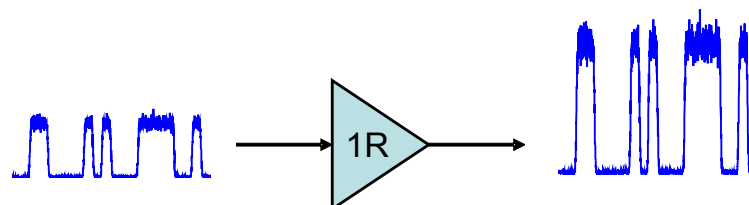


FIGURE 1.11 – Principe de la régénération 1R.



Le second type d'amplificateur qui associe un fort gain et faible bruit est l'amplification distribuée par l'effet Raman [29]. Le principe de l'amplificateur Raman peut se décrire selon le même schéma qu'un EDFA. La différence majeure est que le processus d'amplification n'est pas basé sur une transition atomique mais sur les vibrations moléculaires de  $\text{SiO}_2$ . Cette technique permet d'obtenir une amplification distribuée directement dans une fibre standard de transmission sans y ajouter de dopant, qui permet ainsi un facteur de bruit très faible. De plus, avec une bande d'amplification très large de 13 THz (soit 104 nm dans la bande spectrale de télécommunications optiques), l'amplification Raman est un bon candidat en l'associant avec les EDFA pour élargir la bande spectrale de la transmission optique amplifiée.

#### 1.4.1.2 Limite de la régénération 1R

Le principe des amplificateurs optiques est d'utiliser le phénomène d'émission stimulée pour réaliser le processus d'amplification. Cependant, ce phénomène d'interaction entre la matière et le rayonnement s'accompagne également des phénomènes d'absorption et d'émission spontanée. Une partie des photons générés par émission spontanée est guidée et amplifiée. Ce signal d'ESA va dégrader l'OSNR à chaque passage dans l'amplificateur. Sa puissance est définie par :

$$P_{ASE} = 2n_{sp} (G - 1) h\nu B_{opt} \quad (1-11)$$

où  $n_{sp}$  le paramètre d'inversion,  $G$  le gain,  $B_{opt}$  la bande optique efficace, et le facteur 2 tient en compte les deux polarisations du bruit. Un paramètre permettant de caractériser les performances en bruit d'un amplificateur optique est le facteur de bruit qui est défini par le rapport signal sur bruit des signaux d'entrée et de sortie :

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1-12)$$

Où SNR correspond au rapport signal sur bruit du signal après avoir été converti dans le domaine électrique par la détection. Sous l'hypothèse que le détecteur est limité seulement par le bruit grenaille, ce facteur de bruit devient [8] :

$$F = \frac{1}{G} + 2n_{sp} \frac{G - 1}{G} \quad (1-13)$$

Dans les systèmes de transmission optique où les amplificateurs fonctionnent avec un gain élevé,  $G$  est très supérieur à 1. Le facteur de bruit de l'amplificateur est  $F \approx 2n_{sp}$ . Par conséquent, même avec les amplificateurs parfaits  $n_{sp} = 1$ , le rapport signal sur bruit est dégradé d'un facteur 2 (ou 3 dB).

Dans une liaison où plusieurs amplificateurs sont cascades, chaque amplificateur apporte sa contribution de bruit. Ainsi, le bruit d'ESA s'accumule tout au long de la transmission à chaque passage dans un amplificateur optique. Si nous considérons  $N$  amplificateurs optiques, de gains respectifs  $G_1, G_2, \dots, G_N$ , facteurs de bruit  $F_1, F_2, \dots, F_N$ , séparés par des

tronçons de fibre de pertes respectives  $P_1, P_2, \dots, P_N$ , alors le facteur de bruit de l'ensemble est [19] :

$$F_{eq} = F'_1 + \frac{F'_2 - 1}{G_1 P_1} + \frac{F'_3 - 1}{G_1 P_1 \times G_2 P_2} + \dots + \frac{F'_N - 1}{G_1 P_1 \times \dots \times G_{N-1} P_{N-2}} \quad (1-14)$$

Où  $F'_m$  est le facteur de bruit de l'ensemble de l'amplificateur de gain  $G_m$  suivi d'une fibre de pertes  $P_m$  :

$$F'_m = F_m + \frac{1 - P_m}{G_m P_m} \quad (1-15)$$

Dans le cas favorable où le gain compense exactement les pertes, nous obtenons le facteur de bruit minimal de la liaison. Dans ce cas, une formule plus simple permet de déterminer l'OSNR (mesuré sur 0,1 nm) après N pas d'amplification identiques [30] :

$$OSNR_{dB} = 58 + P_{ligne} - F - P - 10 \cdot \log_{10}(N) \quad (1-16)$$

où  $P_{ligne}$  la puissance en ligne (en dBm),  $F$  le facteur de bruit de chaque amplificateur,  $P$  les pertes entre amplificateurs.

Par conséquent, la régénération 1R permet d'augmenter la distance de transmission en compensant les pertes de la fibre optique. Néanmoins, les amplificateurs dégradent le signal avec l'ajout d'ESA. La deuxième étape de la régénération sera donc nécessaire. C'est la régénération 2R, incluant une réduction des fluctuations d'intensité et une amélioration de taux d'extinction.

## 1.4.2 Régénération 2R

### 1.4.2.1 Principe de la régénération 2R

Le principe de la régénération 2R est schématisé dans la Figure 1.12. Pour réaliser la remise en forme du signal, le régénérateur 2R doit posséder une puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée en forme de « S ». Grâce à la présence de paliers au-dessous et au-dessus d'une puissance de seuil donnée, les fluctuations d'intensité sont réduites à travers le dispositif. Cette réduction de fluctuations d'intensité est schématisée par la réduction de la variance des distributions des probabilités de puissance des symboles « 1 » et « 0 ». Si d'autre part le rapport des niveaux hauts et bas de cette porte non-linéaire est suffisamment grand, elle permet également une amélioration de taux d'extinction du signal. Pour obtenir cette évolution non-linéaire, il faut que la fonction de transmission du dispositif dépende de la puissance en entrée.

La régénération 2R peut être réalisée grâce à deux techniques de modulation (Figure 1.13). La première est dite à automodulation, c'est à dire que le signal dégradé en entrée commande la porte non-linéaire et est régénéré en sortie. Le deuxième est dit à modulation croisée, où le signal dégradé commande toujours la porte non-linéaire qui cette fois-ci module un deuxième signal (sonde). Nous transférons donc des données portées par la longueur d'onde  $\lambda_1$  sur un

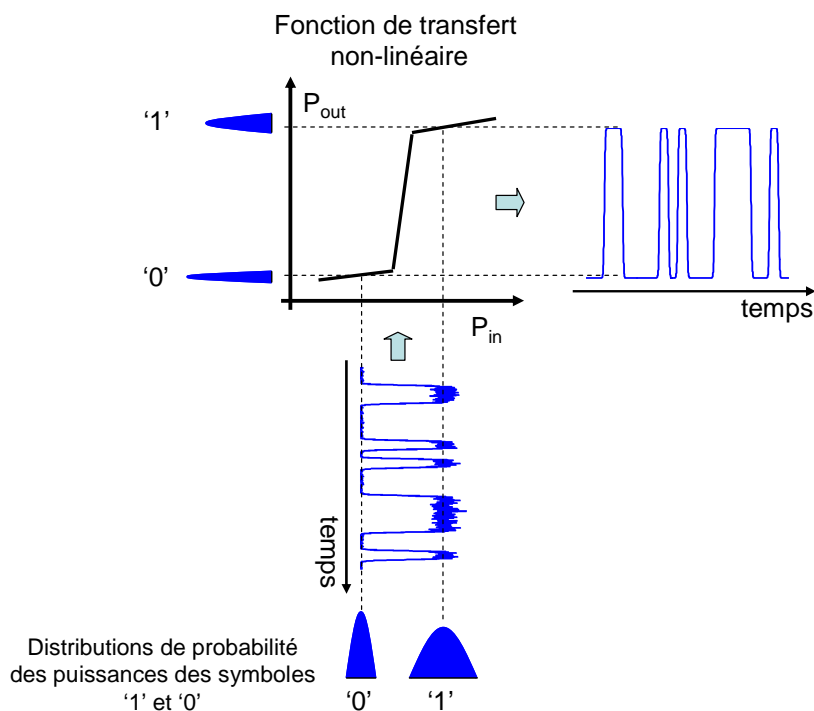


FIGURE 1.12 – Principe de la régénération 2R.

signal de longueur d'onde  $\lambda_2$ . La régénération par modulation croisée intègre par conséquent la fonction de conversion de longueur d'onde. Cependant, pour continuer la transmission initiale, il faut réaliser deux régénérations successives pour revenir sur la longueur d'onde initiale. Dans ce cas, la régénération par automodulation est donc la solution la plus simple.

#### 1.4.2.2 Limite de la régénération 2R

Même si la régénération 2R permet de réduire les fluctuations d'intensité sur les symboles, elle ne réduit pas la gigue temporelle. Au contraire elle aurait tendance à en rajouter [14]. En effet, la porte non-linéaire transforme les fluctuations d'intensité en gigue temporelle. Pour lutter contre ce phénomène, nous devons réaliser une régénération complète des données correspondant à une régénération 3R.

#### 1.4.3 Régénération 3R

Le principe de la régénération 3R est représenté sur la Figure 1.14. En plus des composants clés pour la régénération 2R : un amplificateur et une porte non-linéaire, la régénération 3R nécessite une récupération d'horloge pour retrouver le rythme des données. Une partie du signal dégradé est envoyée dans cette récupération d'horloge, qui va générer une horloge optique ou électrique synchronisée avec le signal. Cette horloge va ensuite modifier la transmission de la porte non-linéaire, ce qui permet une resynchronisation du signal et ainsi une

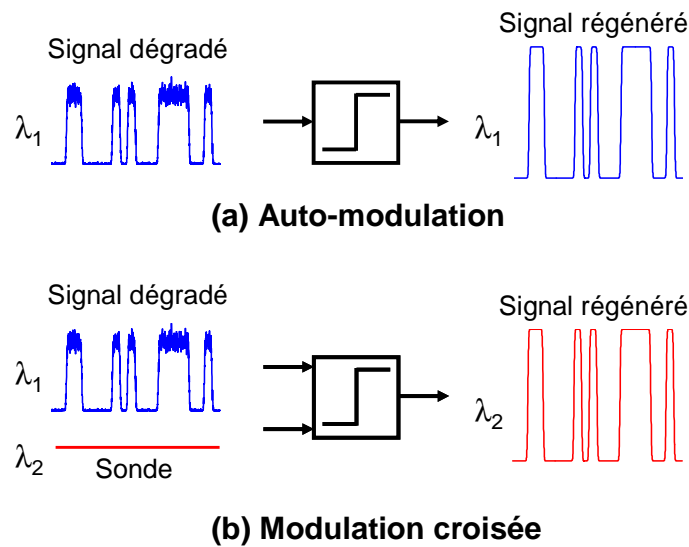


FIGURE 1.13 – Régénération par automodulation (a) et par modulation croisée (b).

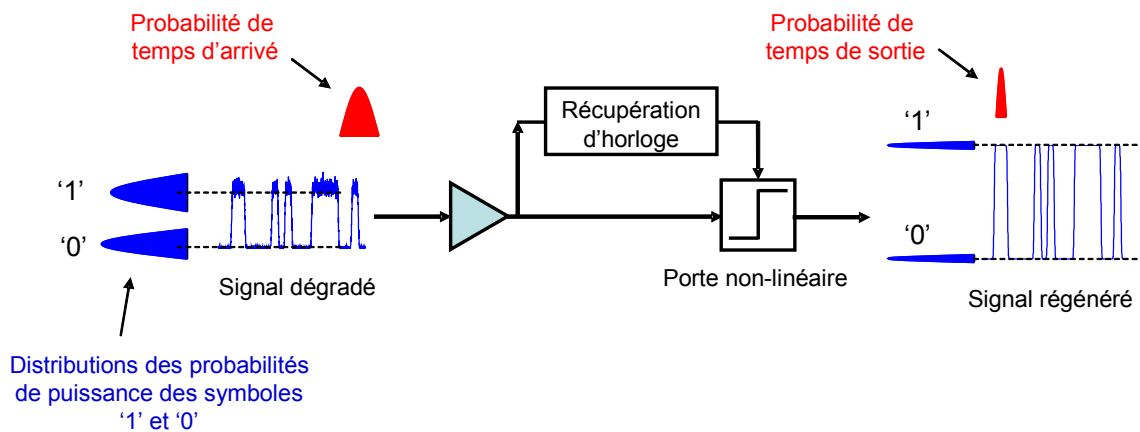


FIGURE 1.14 – Principe de la régénération 3R.

réduction de la gigue temporelle.

Notons que les régénérateurs ne permettent pas de diminuer le TEB du signal puisque ce type de fonction ne corrige pas les erreurs. Comme nous l'avons présenté dans la section 1.3.2, seule l'introduction de redondances dans le codage du signal sous forme d'algorithme de correction d'erreur (FEC) permet de réaliser ce type de fonctionnalité. Les régénérateurs quand à eux ne font que modifier la distribution des fluctuations d'intensité (2R) et temporelles (3R). Par conséquent, la régénération est efficace uniquement quand elle est répartie au cours de la transmission, et non à la réception. En effet, lorsque des régénérateurs sont répartis régulièrement le long de la transmission, les dégradations du signal sont périodiquement diminuées. Ainsi, les dégradations à la fin de la transmission du signal sont limitées, ce qui conduit à une amélioration du taux d'erreur binaire vis-à-vis de la transmission sans

régénération.

#### 1.4.4 Comparaison de la régénération optoélectronique et tout-optique

Cette partie est consacrée à la comparaison entre des dispositifs de régénération tout-optiques et ceux optoélectroniques. En effet, si ces travaux de thèse se sont concentrés sur la régénération optique pour des débits de 40 Gbit/s et plus, il nous semble important de situer le potentiel des solutions optiques par rapport aux solutions optoélectroniques en considérant, notamment les aspects de performance et de coût (complexité, consommation électrique, etc.).

La régénération optoélectronique consiste à traiter le signal dégradé dans le domaine électrique. Pour ce faire, il nécessite un système de détection pour convertir le signal optique en signal électrique, et un système d'émission pour reconvertir le signal régénéré dans le domaine optique pour continuer la transmission. La Figure 1.15 illustre le principe d'un régénérateur optoélectronique.

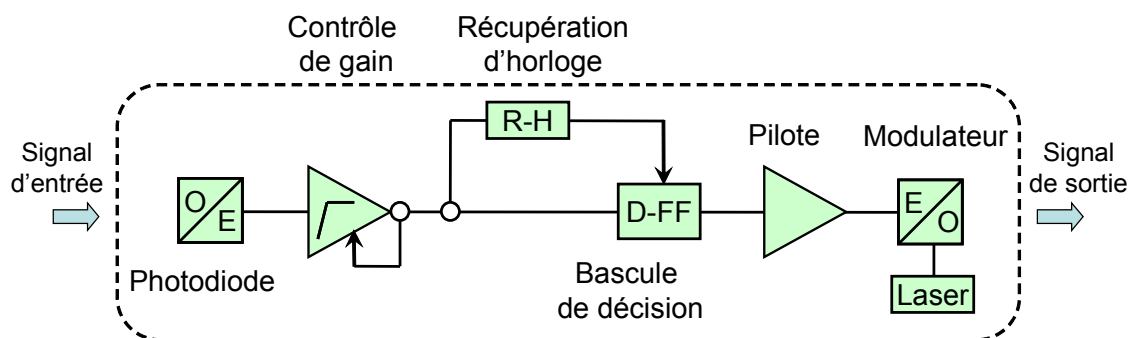


FIGURE 1.15 – Montage du régénérateur OEO.

Le régénérateur est constitué tout d'abord d'une photodiode large bande pour convertir le signal optique dégradé en signal électrique (convertisseur optoélectronique O/E). Ce signal va être ensuite amplifié par un amplificateur contrôlé en gain pour limiter la tension en sortie. Une partie du signal est envoyée sur une récupération d'horloge électrique (R-H) qui va générer une horloge électrique synchronisée avec des données. L'autre partie du signal est envoyée dans une bascule de décision (D-FF pour Decision-Flip Flop) qui va comparer la tension du signal à chaque transition de l'horloge (moment de décision) avec une tension de seuil de décision ( $V_s$ ). La bascule va émettre un « 1 » si la tension du signal est supérieure à  $V_s$ , et un « 0 » si la tension du signal est inférieure à  $V_s$ . Cette bascule de décision peut par conséquent être considérée comme une porte électrique non-linéaire pour une régénération 3R. Le signal électrique est ensuite envoyé dans un amplificateur électrique appelé « pilote » car il vient moduler un modulateur qui permet de transférer les données électriques régénérées sur une porteuse optique issue d'un laser accordable en longueur d'onde.

#### 1.4.4.1 Avantages et inconvénients d'un régénérateur optoélectronique

**Avantages** Pour les systèmes de transmission à 10 Gbit/s, une solution opto-électronique nous offre aujourd'hui à la fois les performances et un coût plus intéressants. En effet, à un débit jusqu'à 10 Gbit/s, l'électronique est assez mature et peut assurer une grande capacité d'intégration. Récemment, les systèmes à 40 Gbit/s viennent d'arriver à leur maturité et sont commercialement disponibles. La solution optoélectronique va devenir le premier candidat pour régénération puisque les systèmes d'émission et de réception sont déjà existant.

Les régénérateurs optoélectroniques sont intrinsèquement flexibles en longueur d'onde.

Les régénérateurs optoélectroniques assurent les meilleures performances en régénération 3R. En effet, la Figure 1.16 représente l'évolution du TEB en fonction du nombre de régénérateur 3R en cascade pour différents non-linéarité de la porte du régénérateur, réalisée théoriquement par Öhlen et son équipe [2] et vérifiée expérimentalement par Laurent BRAMERIE au cours de ses travaux de thèse [13]. La courbe nommée « regenerated » correspond au cas d'une porte dite « en marche d'escalier », qui est la fonction de transfert typique d'un régénérateur optoélectronique. La courbe nommée « linear » correspond au cas sans régénérateur. Les courbes nommées par des valeurs de  $\gamma$  correspondent aux portes non-linéaires non idéales, correspondants aux régénérateurs optiques. Plus  $\gamma$  est petit, plus la non-linéarité de la porte est grande, et plus elle tend vers une fonction en marche d'escalier. Ce résultat nous montre que l'évolution du TEB est linéaire dès le premier passage dans le régénérateur optoélectronique.

Pour les régénérateurs optiques, le nombre d'erreurs accumulées à la traversée des premiers régénérateurs est d'autant plus important que le régénérateur possède une fonction de transfert faiblement non-linéaire. Après un certain nombre de cascades, l'évolution du TEB devient linéaire quelle que soit la non-linéarité du régénérateur. En conséquence, les régénérateurs optoélectroniques (non-linéarité plus forte que les régénérateurs optiques) sont bien plus efficaces que la régénération optique.

**Inconvénients** Si les régénérateurs optoélectroniques sont une solution pour le traitement du signal dans les réseaux de transmission optique aujourd'hui, ils restent malgré tout coûteux. Sur une liaison optique à 10 Gbit/s par exemple, ils représentent 70% du coût d'installation [31]. De plus, avec la montée en débit par canal, les circuits électroniques doivent être large bande, ce qui entraîne une augmentation très importante du coût de fabrication et du coût de fonctionnement liées à la complexité et à la forte consommation énergétique des composants électroniques à haut débit. La consommation d'un régénérateur optoélectronique au laboratoire est d'environ 10 W sans tenir compte du contrôleur de température [32].

Dans une configuration WDM, le traitement des différents canaux ne peut être réalisé qu'en parallèle, canal par canal. Il nécessite par conséquent l'équivalent d'un système complet (récepteur/décision/émetteur) pour chaque longueur d'onde. Au contraire, certaines

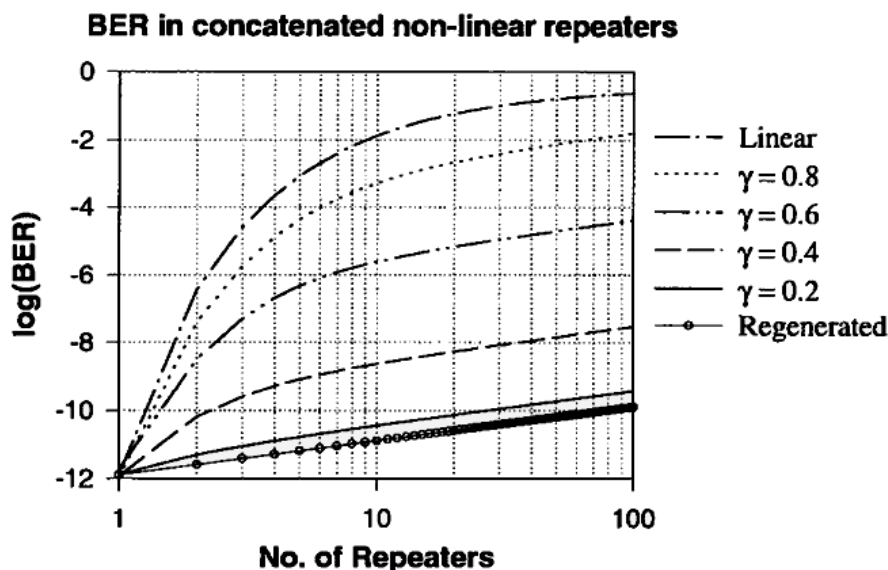


FIGURE 1.16 – Taux d’erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour des portes de non-linéarité variable. D’après [2].

solutions de régénération optique permettraient de traiter plusieurs longueurs d’onde simultanément.

#### 1.4.4.2 Potentiel de la régénération tout-optique et intérêt particulier de la régénération 2R

L’optoélectronique est malgré tout la seule solution pour la régénération dans les réseaux de télécommunications optiques aujourd’hui avec le débit jusqu’à 10 Gbit/s. Comme nous le précisons précédemment, le coût d’installation et de fonctionnement d’un régénérateur opto-électronique à un débit de 40 Gbit/s ou au-delà est particulièrement élevé. Par conséquent, la régénération optique pourrait apporter plusieurs avantages aux futurs réseaux optiques, si elle remplissait les conditions suivantes :

- Faible coût
- Faible encombrement
- Faible consommation électrique
- Transparent au débit
- Traitement du signal à très haut débit et compatible en WDM
- Conversion de longueur d’onde pour la commutation

De plus, avec l’utilisation du FEC, les contraintes sur le TEB à la réception sont largement relâchées. Les performances offertes par la fonction « en marche d’escalier » de la régénération optoélectronique peuvent finalement être considérées largement supérieures au besoin des systèmes de transmission longue distance. Ainsi les solutions de régénération optique deviennent très attractives.

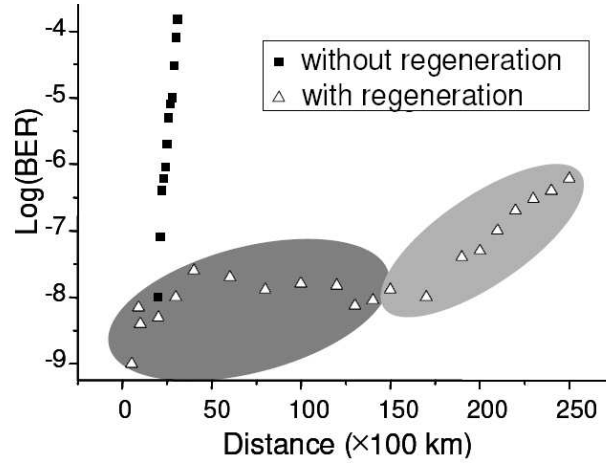


FIGURE 1.17 – Évolution du taux d'erreur binaire par rapport à la distance de transmission dans une ligne de transmission utilisant la régénération 2R tout-optique. D'après [3].

Pour les régénérations tout-optiques 2R et 3R, la régénération 2R devrait permettre d'améliorer les performances et de limiter le coût des liaisons optiques à longue distance. En effet, si la régénération 3R permet une régénération complète du signal (réduction des fluctuations d'intensité et temporelles), la régénération 2R ne traite que les fluctuations d'intensité pour augmenter la distance de transmission. La Figure 1.17 représente l'évolution expérimentale du TEB en fonction de distance de transmission dans les cas sans et avec régénération 2R tout-optique (tous les 100 km) à 10 Gbit/s, d'après [3]. Nous constatons que lorsque la régénération 2R est utilisée, la distance de transmission est considérablement améliorée. Sur la courbe correspondant au signal régénéré, deux régimes sont observés. Le premier régime, limité par les fluctuations d'intensité, est caractérisé par une variation lente du TEB en fonction de la distance de transmission. Dans le deuxième régime, le TEB est dégradé rapidement lié à l'accumulation de la gigue temporelle. Nous pouvons conclure que lorsque la gigue temporelle n'est pas encore un facteur de dégradation dominant, le régénérateur 2R est assez efficace pour assurer une évolution linéaire de TEB similaire aux performances d'un régénérateur 3R présenté dans la Figure 1.16. La distance de transmission efficace d'un régénérateur 2R tout-optique peut par conséquent aller jusqu'à 16 000 km. À 40 Gbit/s, les mêmes performances de la régénération 2R tout-optique sont obtenues jusqu'à une distance transocéanique (10 000 km) [33].

En simplifiant la partie de récupération d'horloge, le coût d'un régénérateur 2R est considérablement réduit par rapport à la régénération 3R. De plus, la régénération 2R par les composants passifs, qui ne demande pas beaucoup de consommation énergétique, présente des grands intérêts pour les futurs systèmes de transmission.

Dans la section suivante, nous allons présenter un état de l'art de la régénération optique et en particulier des portes optiques non-linéaires.



## 1.5 État de l'art de la régénération tout-optique 2R et 3R

Dans cette partie, nous décrivons un certain nombre de processus non-linéaires permettant d'obtenir une porte non-linéaire nécessaire pour la régénération optique. Ensuite, nous présenterons succinctement les architectures développées ainsi que les dernières performances obtenues. Cet état de l'art n'a rien d'exhaustif, il pourra être complété par la lecture d'ouvrages spécialisés ou de manuscrits de thèse tels que ceux des références. Cependant, il va permettre de donner aux lecteurs une vision globale de la régénération tout-optique du signal, et ainsi de mieux éclairer le contexte de ces travaux de thèse.

Il existe plusieurs milieux non-linéaires qui peuvent réaliser une porte non-linéaire pour la régénération tout-optique. Parmi eux, nous allons présenter les milieux les plus efficaces et par conséquent les plus étudiés dans la littérature qui sont l'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA), la fibre optique, le modulateur à électro-absorption (MEA) et l'absorbant saturable à microcavité (AS).

### 1.5.1 Amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA)

À l'origine, les SOA sont développés pour amplifier les signaux dans les systèmes de télécommunications [27]. Cependant, du fait de leurs non-linéarités de gain importantes, ils deviennent tout à fait attractifs pour le traitement tout-optique du signal, notamment la régénération.

#### 1.5.1.1 Processus non-linéaires dans le SOA

Les processus non-linéaires utiles pour le traitement tout-optique du signal sont la saturation du gain et le couplage phase amplitude. Le gain d'un SOA provient de l'inversion de population grâce à un pompage électrique. Lorsque le signal d'entrée est trop intense, l'inversion de population n'est plus assurée par le pompage électrique et le gain diminue. Lorsque le signal est coupé, le gain revient à son niveau de gain petit signal avec un temps de recombinaison des porteurs. La saturation du gain est présente dans tout milieu amplificateur, cependant avec un temps de recombinaison des porteurs assez rapide de l'ordre de quelques dizaine de picosecondes (comparé à quelques millisecondes dans les EDFA). Cette non-linéarité arrive par conséquent à suivre l'évolution d'intensité d'un signal à haut débit, et devient prometteuse pour le traitement tout-optique du signal.

Le couplage phase-amplitude est un processus lié également à la structure semiconductrice du composant. En effet, les variations de la densité de porteurs provoquent des variations de la partie réelle de l'indice de réfraction. Par conséquent, la variation de la puissance du signal d'entrée modifie non seulement le gain du SOA mais également l'indice de réfraction du milieu, ce qui conduit à un déphasage des signaux qui le traversent. Ce déphasage est donc proportionnel à la variation du gain :

$$\Delta\Phi = -\frac{\alpha_H}{2} \frac{\Delta G}{G} \quad (1-17)$$

Avec  $\Delta G$  la compression du gain,  $\alpha_H$  le facteur de Henry.

Ces propriétés de modulation de gain et de phase peuvent être utilisées pour la réalisation de portes non-linéaires. En plus de la configuration d'autosaturation, la configuration de modulation croisée est également exploitable, nous parlons donc de la modulation de gain croisée et de la modulation de phase croisée.

Les principaux avantages des SOA sont leur capacité d'intégration et leur facilité de fabrication en masse. Cependant, comme tout amplificateur actif, les SOA ajoutent de l'ESA au signal. Ils présentent des facteurs de bruit de l'ordre de 7 à 9 dB. De plus, la limitation principale de ce processus pour les applications de traitement du signal est le temps de recombinaison des porteurs dans les SOA qui limite le débit (à 40 Gbit/s pour les SOA les plus performants).

#### 1.5.1.2 Techniques de régénération à base de SOA

Les modulations de gain et de phase croisée dans un SOA ont fait l'objet de plusieurs études pour la régénération ainsi que la conversion de longueur d'onde tout-optique. Toutes les techniques proposées ont pour but d'achever la limite en temps de réponse des SOA et de monter en débit.

Parmi les techniques étudiées, les techniques les plus efficaces consistent en l'utilisation de la modulation de phase croisée dans les SOA en association avec les interféromètres pour créer une porte optique non-linéaire. La durée temporelle de la porte optique n'est pas limitée cette fois-ci par le temps de réponse des SOA, mais par le retard entre deux bras de l'interféromètre.

La Figure 1.18 représente le schéma ainsi que le principe de fonctionnement d'un régénérateur tout-optique consistant en l'intégration des SOA dans un interféromètre de Mach-Zehnder (MZI-SOA). Cette technique a été la plus étudiée dans la littérature et a permis de réaliser les meilleures performances en systèmes.

Le signal incident à régénérer se comporte comme un signal de contrôle qui permet d'ouvrir ou de fermer la porte. Le signal de sonde est transmis ou non à travers cette porte selon l'état passant ou bloquant de la porte. Le signal de contrôle est séparé en deux ondes, l'une va être retardée par rapport à l'autre avant d'être injectées dans les deux bras de l'interféromètre. Si aucune impulsion n'entre dans la porte, cette dernière est bloquante, la sonde n'est pas transmise. Au passage d'une impulsion du signal de contrôle, le premier SOA va créer un déphasage  $\varphi_1$  lié au couplage phase amplitude, qui conduit à l'ouverture de porte, la sonde est alors transmise. Après une durée de  $\Delta T$  correspondant au retard entre deux bras, le second SOA crée un déphasage  $\varphi_2$ , qui conduit à la fermeture de la porte, la sonde est alors coupée. De cette manière, la sonde est modulée au rythme des données. Si la sonde est un signal continu, nous avons une régénération 2R, et si elle est

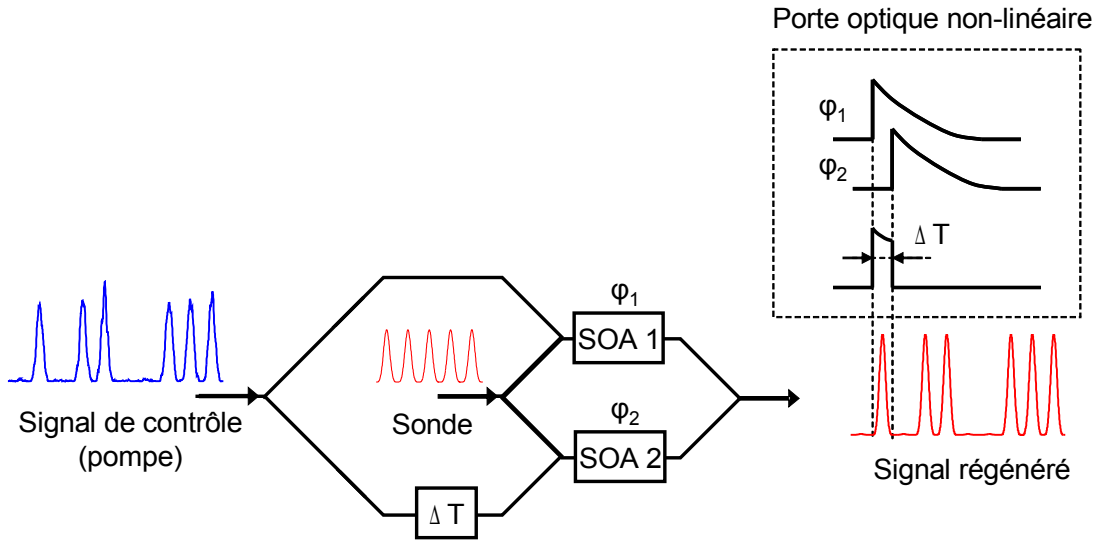


FIGURE 1.18 – Schéma et principe de fonctionnement d'un régénérateur tout-optique consistant à l'intégration des SOA dans un interféromètre de Mach-Zehnder.

impulsionnelle et synchronisée avec des données, nous avons alors une régénération 3R. Cette technique conduit impérativement à une conversion de longueur d'onde, pour rester sur la même longueur d'onde par rapport au signal d'entrée, deux étages de régénération sont nécessaires.

L'avantage de cette technique est sa compacité et donc un grand potentiel d'intégration. Néanmoins, ce type de dispositif est très sensible aux variations extérieures lié à l'interféromètre. De nombreuses et diverses performances ont été démontrées avec ce type de régénérateur MZI-SOA notamment en régénération 3R. La première démonstration à 40 Gbit/s a été réalisée dans [34]. Une version sans conversion de longueur d'onde (double conversion) a été cascadée 100 fois dans une boucle à recirculation [35]. Une démonstration à 84 Gbit/s a été également réalisée [36].

Ce même principe d'utilisation de la modulation de phase croisée a été exploité avec des autres types d'interféromètres.

La Figure 1.19 représente le schéma de principe des interféromètres intégrant des SOA.

L'interféromètre de Michelson (Figure 1.19(a)) a plus ou moins le même principe mais demande moins de coupleur par rapport à l'interféromètre de Mach-Zehnder. Néanmoins, compte tenu du fait que les signaux doivent se propager deux fois en contra- et en co-propagation dans les SOA, cette technique est limitée en débit. Le plus haut débit atteint avec ce dispositif pour la régénération est de 20 Gbit/s [37].

L'intérêt de l'interféromètre différentiel (Figure 1.19(b)) est qu'il fonctionne avec un seul SOA. La sonde est modulée en phase dans le SOA avant d'être séparée en deux et envoyée dans les deux bras de l'interféromètre. L'efficacité de régénération de ce type d'interféromètre a été validée en configuration back-to-back à 160 Gbit/s [38], et en boucle à recirculation à

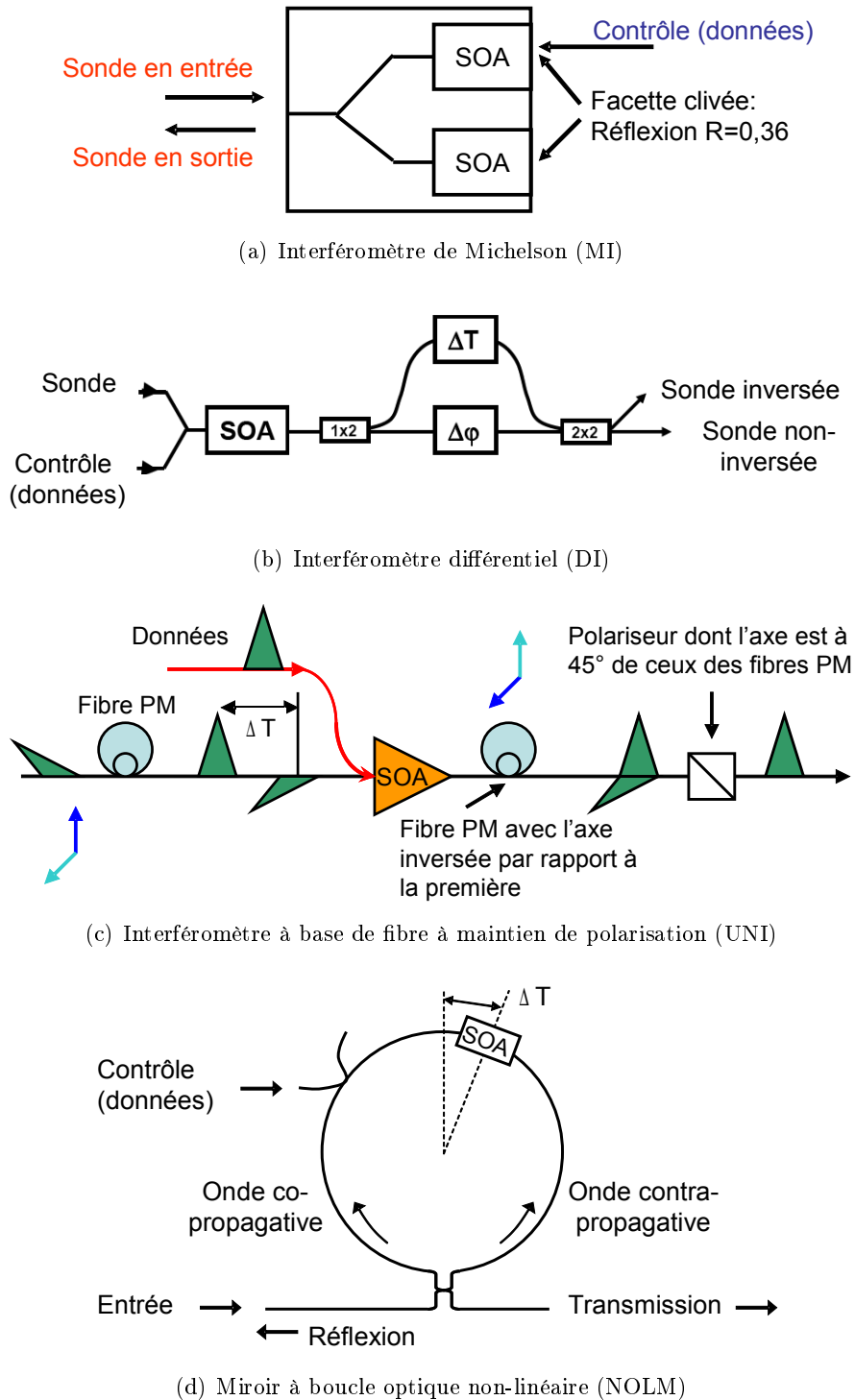


FIGURE 1.19 – Schéma de principe de (a) l'interféromètre de Michelson, (b) l'interféromètre différentiel, (c) l'interféromètre à base de fibre à maintien de polarisation (UNI), et (d) le miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM).

40 Gbit/s avec une distance de transmission qui atteint un million de kilomètres [39].

L'interféromètre à base de fibres à maintien de polarisation (UNI pour *Ultrafast Nonlinear Interferometer*) utilise les interférences entre deux ondes dans les deux axes privilégiés de polarisation des fibres à maintien de polarisation (PMF pour *Polarisation Maintaining Fibre*). Ces deux ondes sont dans un premier temps séparées d'un retard par une fibre PM, modulées en phase dans le SOA par le signal de contrôle. Ensuite, une autre fibre PM avec les axes inversés par rapport à la première fibre va regrouper ces deux ondes. L'interférence est réalisée grâce à un polariseur dont l'axe est à 45° des deux composantes (Figure 1.19(c)). L'efficacité de ce dispositif a été démontrée à 40 Gbit/s dans une boucle à recirculation [40].

Le miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM pour *Nonlinear Optical Loop Mirror*) est basé sur la boucle de Sagnac et le milieu non-linéaire, dans ce cas est un SOA (Figure 1.19(d)). Le signal en entrée va être séparé en deux ondes : co- et contra-propagative par un coupleur. Elles sont modulées en phase dans le SOA avant de revenir interférer dans le coupleur de départ. Le déphasage entre deux ondes est réalisé par la différence entre deux chemins optiques de la boucle séparés par le SOA. Cette technique peut être réalisée en automodulation pour la régénération 2R [41] ou en modulation avec une horloge optique pour la régénération 3R. Une régénération 3R en double conversion de longueur d'onde basée sur le NOLM-SOA et SOA-DI a été démontrées à 10 Gbit/s dans la boucle à recirculation [42]. Une régénération 3R basée sur le NOLM-SOA suivi par le SOA double étage qui permet une transmission sans erreur de 100 000 km a été réalisée par Laurent BRAMERIE au cours de ses travaux de thèse au laboratoire [43].

Deux autres types d'interféromètres assez peu étudiés sont le SIPAS (une autre version de NOLM) [44] et le MMI-SOA (interféromètre à ondes multiples) [45].

## 1.5.2 Fibres optiques

### 1.5.2.1 Processus non-linéaires dans la fibre optique

Si les effets non-linéaires dans la fibre optique sont considérés comme les facteurs de dégradation du signal dans les systèmes de transmission, ils peuvent cependant être maîtrisés et utilisés pour la régénération optique. Les dispositifs basés sur l'utilisation d'une non-linéarité dans la fibre optique (l'effet Kerr en général) sont très prometteurs en raison de leur temps de réponse quasi instantané (le temps de réponse de l'effet Kerr est de quelques femtosecondes), et de leur large gamme spectrale d'utilisation. De plus, avec le développement des fibres microstructurées, l'efficacité des effets non-linéaires est considérablement augmentée. Par conséquent, le traitement tout-optique du signal utilisant les effets non-linéaires dans la fibre est actuellement un domaine de recherche très actif. Cependant, leur faible capacité d'intégration est le principal inconvénient pour leurs applications dans les systèmes de transmission optique, notamment dans les systèmes WDM. Des études plus approfondies sur la régénération à base de la fibre optique ont été réalisées par Thanh Nam NGUYEN au cours de ses travaux de thèse [46].

### 1.5.2.2 Techniques de régénération à base de fibre optique

Dans les lignes de transmission, l'élargissement spectral engendré par le SPM est la cause de dégradation du signal. Associé à un filtrage, il peut cependant réaliser une bonne technique de régénération. Le premier dispositif utilisant le SPM dans la fibre associée à un filtrage décalé a été proposée par Mamyshev [4]. Le principe schématisé sur la Figure 1.20, consiste à utiliser un filtre centré sur la fréquence ( $\omega_f$ ) décalée de la fréquence centrale du signal d'origine ( $\omega_0$ ). Ainsi, lorsque les données de forte puissance (symbole « 1 ») traversent la fibre optique, le SPM élargit le spectre du signal optique, elles sont donc transmises par le filtre. Par contre, dans le cas des données de faible puissance (les « 0 »), le phénomène de SPM, et donc d'élargissement spectral, n'a pas lieu et le filtre coupe le signal. Le filtre joue également le rôle d'un limiteur de puissance, les fortes puissances crêtes qui entraînent un décalage en fréquence trop important (au-delà du filtre) ne sont donc pas transmises. Ainsi, si le décalage du filtre est bien choisi, tous les symboles « 1 » en sortie ont la même amplitude, ce qui entraîne une amélioration du taux d'extinction et une stabilisation du niveau de puissance des symboles « 1 ».

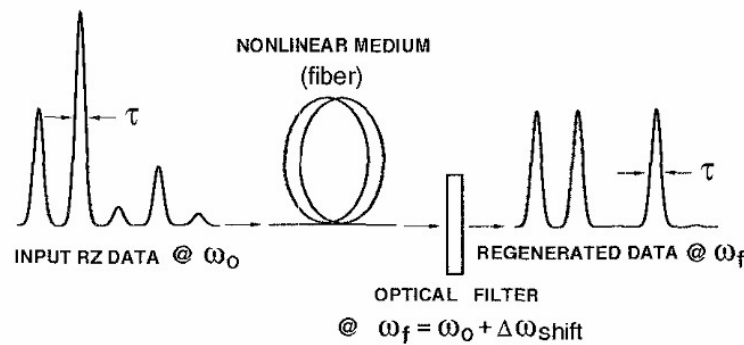


FIGURE 1.20 – Principe de la régénération par l'effet de SPM suivi par le filtrage décalé. D'après [4].

Comme nous l'avons présenté, l'effet de SPM est un phénomène très rapide (l'effet Kerr), ce qui est en fait un dispositif très intéressant pour les systèmes de régénération à très haut débit. Ce type de régénérateur est insensible à la polarisation. Son inconvénient est qu'il n'est valable qu'en monocanal.

L'efficacité de cette technique a été démontrée à 40 Gbit/s [47, 48]. En associant avec la modulation synchrone, cette technique a permis une transmission sur 1 million kilomètres à 40 Gbit/s [49].

La technique à base du miroir à boucle non-linéaire a été également étudiée. Son principe est similaire à la technique du NOLM-SOA (Figure 1.19(d)), mais l'élément non-linéaire cette fois-ci est une fibre optique soumise aux effets non-linéaires Kerr [50]. Le déphasage entre deux ondes peut être obtenu via une différence entre leur puissance.

Le NOLM à fibre a une grande capacité d'accès aux hauts débits d'information grâce à la

réponse quasi-instantanée de l'effet Kerr. Cependant, ces interféromètres sont peu compacts et difficilement compatible avec l'intégration. De plus ils sont intrinsèquement sensibles à la polarisation et instables vis-à-vis des perturbations environnementales.

En termes des performances, cette technique a un grand potentiel pour la régénération des systèmes de transmission solitonique à haut débit [51]. Une régénération 2R en automodulation à 40 Gbit/s pour des signaux WDM a été démontrée avec ce dispositif [52].

### 1.5.3 Modulateur à électro-absorption (EAM)

#### 1.5.3.1 Processus non-linéaires dans un EAM

L'EAM est conçu principalement pour la modulation externe. Le principe de fonctionnement des EAM repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique. Cet effet est connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh dans un matériau massif et d'effet Stark confiné dans un matériau quantique.

La Figure 1.21 présente l'évolution du spectre d'absorption d'un EAM à multiples puits quantiques à base de Ge/SiGe pour plusieurs valeurs de la tension appliquée, d'après [5]. Celui-ci permet de décaler le spectre d'absorption vers les hautes longueurs d'onde et d'atténuer le pic d'absorption excitonique du milieu par application d'une tension électrique transversale aux couches quantiques. Quand l'EAM reçoit une tension basse, il est très absorbant, donc bloquant, et quand il reçoit une tension plus élevée, il devient alors passant.

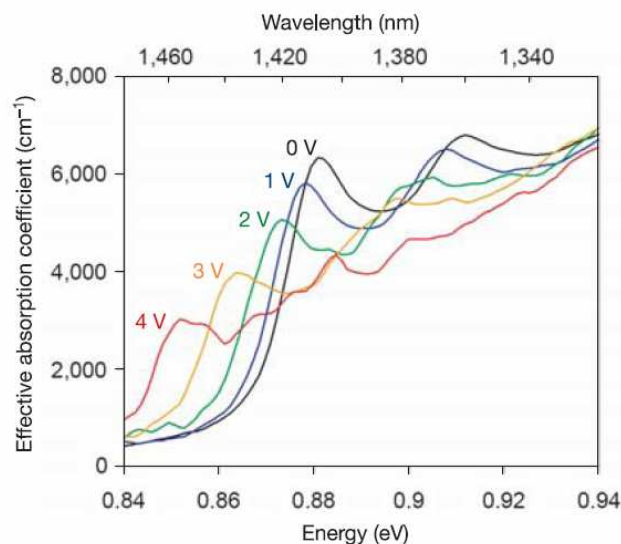


FIGURE 1.21 – Évolution du spectre d'absorption d'un EAM à multi puits quantiques à base de Ge/SiGe pour plusieurs valeurs de la tension appliquée. D'après [5].

Pour la régénération tout-optique, nous utilisons les EAM en « opto-optique ». En effet, ce composant réagit non seulement à une modulation électrique mais il peut également

répondre à un signal optique modulé. Lorsque les signaux optiques incidents sont absorbés, des porteurs sont alors créés qui, à leur tour, modifient le champ électrique local, ce qui module l'absorption. De plus, une modification de l'absorption entraîne inévitablement une modification de l'indice de réfraction (relations de Kramers-Krönig), ce qui conduit à un couplage phase amplitude. Par conséquent, les modulations d'absorption et de phase dans un EAM pourraient être utilisées pour la réalisation des fonctions non-linéaires tout-optique.

Les EAM ont plusieurs avantages pour la régénération. Les effets non-linéaires dans un EAM ont un temps de réponse plus rapide (inférieur à 10 ps) que ceux dans les SOA. Ce composant a également une grande capacité d'intégration, ce qui permet de réaliser des solutions compactes. Cependant, l'inconvénient majeur des EAM consiste en d'importantes pertes d'insertion conduisant à des puissances de signaux nécessaires de l'ordre de 20 dBm.

### 1.5.3.2 Techniques de régénération à base d'EAM

Grâce à leur dynamique d'absorption rapide et leur forte non-linéarité, l'efficacité de la modulation d'absorption croisée dans les EAM pour la conversion en longueur d'onde a été démontrée [53]. Ainsi, des transmissions ont été réalisées à 40 Gbit/s sur 1 000 km via un dispositif 3R placé à 500 km [54]. Les EAM offrent également la possibilité de multi-conversions, c'est-à-dire qu'à partir d'un seul signal de contrôle et d'un seul EAM, plusieurs signaux à différentes longueurs d'onde sont modulés par la modulation d'absorption croisée. Une conversion vers 7 longueurs d'onde différentes à 40 Gbit/s a été expérimentalement démontrée [55].

Pour la régénération, la cascade de deux régénérateurs 3R en conversion de longueur d'onde a été réalisée et démontrée expérimentalement à 10 Gbit/s [56]. Un dispositif similaire a montré une efficacité à 40 Gbit/s avec une ligne de transmission déployée [57].

Un dispositif de régénération 2R en conversion de longueur d'onde à base d'un EAM a été également proposé [58]. Cette solution nécessite un filtrage décalé pour réduire l'effet de séquence à 40 Gbit/s dû à la limite en temps de réponse du dispositif. Une marge de 3 dB en OSNR a été démontrée après 400 km de transmission.

La modulation de phase croisée dans les EAM est également exploitée en l'associant avec un interféromètre pour la conversion en longueur d'onde. Néanmoins, ces dispositifs n'ont pas encore démontrés des propriétés régénératives [59].

### 1.5.4 Absorbant saturable en microcavité (AS)

L'AS est aussi connu sous le nom SESAM (SEmiconductor Saturable Absorber Mirror). Cette structure a été développée initialement pour les lasers à verrouillage de modes. Dès le début des années 90, les AS dont la non-linéarité se situe autour de la longueur d'onde de 1550 nm ont été développés pour le traitement tout-optique des signaux de télécommunications.



### 1.5.4.1 Processus non-linéaires dans l'AS

Les AS ont la propriété d'avoir une absorption qui diminue avec l'intensité du signal incident, c'est à dire que les signaux de faibles intensités sont absorbés (état bloquant) alors que ceux à fortes intensités ne sont pas absorbés (état passant). Cette non-linéarité de l'AS est une fonction très intéressante pour les systèmes de transmission RZ. En effet, l'AS peut augmenter le taux d'extinction.

Ce composant a été initialement étudié par Mathilde GAY au cours de ses travaux de thèse au laboratoire [14]. Il fait également l'objet de la majeure partie de cette thèse. Une étude plus détaillée sera largement présentée dans la suite du manuscrit. Nous présentons ici son intérêt pour les systèmes de transmission à haut débit. L'avantage de cette structure est sa réponse dynamique rapide, bien plus rapide que celles des EAM et des SOA et compatible avec les débits supérieurs à 40 Gbit/s. De plus, l'AS est un composant très compact et complètement passif, qui ne nécessite pas d'alimentation électrique ni de régulation en température. Enfin l'AS possède une dernière propriété qui le rend encore plus intéressant par rapport à ses concurrents. C'est sa capacité à traiter plusieurs longueurs d'onde en même temps et avec une seule puce, à condition de séparer spatialement chaque canal (Figure 1.22), d'où sa compatibilité avec des transmissions en configuration WDM.

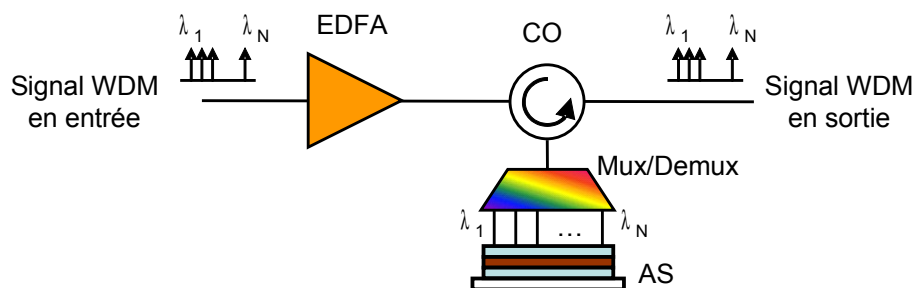


FIGURE 1.22 – Fonctionnement d'un absorbant saturable avec plusieurs longueurs d'onde. AS : absorbant saturable, CO : circulateur optique, EDFA : Amplificateur optique à fibre dopée erbium.

Le principal inconvénient de cette structure est qu'elle ne permet pas une régénération 2R complète du signal. À cause de sa non-linéarité, les impulsions de différentes puissances ne vont pas avoir le même coefficient d'atténuation. Plus l'impulsion est puissante, plus elle est transmise par l'AS. Elle n'apporte alors aucune amélioration sur les niveaux hauts de puissance (symboles « 1 »), mais au contraire, elle augmente les fluctuations d'intensité. Par conséquent, ce composant doit être associé avec une fonction complémentaire pour contrôler les fluctuations d'intensité sur les niveaux hauts.

### 1.5.4.2 Techniques de régénération à base d'AS

La fonction non-linéaire de l'AS a été initialement appliquée pour la régénération tout-optique dans les systèmes de transmission solitonique [60, 61, 62].

Pour les systèmes de transmission linéaire, l'AS peut être utilisé en autosaturation pour augmenter le taux d'extinction du signal. Une augmentation de distance de transmission grâce à l'AS associé avec un filtrage en ligne a été démontrée à 20 Gbit/s [63]. Néanmoins, pour une régénération 2R complète, il est nécessaire d'associer à l'AS une fonction limiteur de puissance afin de réduire les fluctuations d'intensité sur les niveaux hauts. La première technique de limiteur de puissance a été proposée par M. MATSUMOTO et O. LECLERC [64] qui consiste à utiliser l'élargissement spectral généré par des effets non-linéaires dans la fibre optique suivi par un filtrage discriminant. L'efficacité de cette technique a été expérimentalement démontrée à 40 Gbit/s [65]. Cette technique a encore un potentiel pour monter en débit puisque le temps de réponse de l'effet Kerr dans la fibre est très rapide. Cependant, comme nous l'avons présenté précédemment, cette technique est loin d'être compacte à cause de la faible capacité d'intégration de la fibre. Une seconde technique est d'utiliser un SOA en autosaturation comme limiteur de puissance. Son efficacité a été démontrée à 10 Gbit/s avec une boucle à recirculation à pas variable [66]. Cette technique est actuellement limitée à ce débit de 10 Gbit/s à cause du temps de réponse dynamique des SOA.

## 1.6 Conclusion du chapitre

Le but de ce chapitre était dans un premier temps de présenter les éléments constituant un système de transmission optique. Nous avons présenté brièvement des origines de dégradations du signal au cours de sa propagation, notamment les effets qui pourront être un facteur dominant lors de la montée en débit (40 Gbit/s et plus) pour répondre aux besoins économiques.

Le concept de régénération du signal a été ensuite présenté. Ce dernier consiste à amplifier le signal (régénération 1R), à le remettre en forme (régénération 2R) et parfois à le resynchroniser pour une régénération complète (régénération 3R).

Enfin, nous avons présenté un état de l'art sur les portes optiques non-linéaires pour la régénération optique. Les techniques qui nous ont paru les plus marquantes dans la littérature ont été mentionnées.



## Chapitre 2

# Techniques de caractérisation des régénérateurs tout-optiques

Dans ce chapitre nous allons exposer et discuter des méthodes permettant de mettre en évidence l'efficacité d'un régénérateur. Dans la première partie de ce chapitre, nous décrivons deux techniques les plus utilisées pour caractériser des régénérateurs optiques dans un système de transmission : la configuration « back-to-back » et la boucle à recirculation. Nous allons présenter brièvement les avantages et les inconvénients de chaque une de ces deux techniques.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous introduisons un nouvel outil développé au laboratoire que nous avons nommé « la boucle à recirculation courte ». Cette boucle à recirculation modifiée comportant seulement d'une dizaine de kilomètres de fibre permet d'évaluer efficacement le potentiel régénératif d'un dispositif dans le cas où le bruit d'ESA est la principale source de dégradation. Nous montrons également que cette technique de boucle courte peut être utilisée pour évaluer les marges systèmes d'une transmission régénérée optiquement.

Enfin, nous exposons le modèle numérique que nous avons mis en place pendant ces travaux et qui sera utilisé dans les différents chapitres de cette thèse.

### 2.1 Outils de caractérisation des régénérateurs

Dans le chapitre précédent, nous avons introduit différentes portes optiques non-linéaires qui pourraient réaliser les fonctions de régénération optique. L'évaluation de l'efficacité d'un régénérateur est alors dans un premier temps basée sur la caractérisation de ces portes optiques non-linéaires, comme par exemple les mesures du temps de réponse, de la compression du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteurs, du contraste d'un absorbant saturable, etc. Lorsque ces portes non-linéaires sont utilisées dans l'environnement système, deux techniques sont classiquement utilisées pour évaluer son efficacité : la mesure du facteur de qualité du signal (facteur Q) dans la configuration « back-to-back » (B2B), et les tests en

transmission grâce à une boucle à recirculation.

### 2.1.1 Caractérisation « back-to-back » d'un régénérateur

La configuration B2B consiste à placer le régénérateur entre l'émetteur et le récepteur puis de comparer par des mesures la qualité du signal entrée et en sortie du régénérateur. Comme la principale fonction d'un régénérateur est de réduire les fluctuations d'intensité (dans le cas 2R) et les effets de gigue temporelle (dans le cas 3R), cette configuration peut nous permettre dans un premier temps d'évaluer les performances de la fonction de transmission du régénérateur.

La figure 2.1 représente le schéma de la configuration B2B. Tx : Émetteur, AO : Amplificateur optique, FO : Filtre optique, PD : Photo-détecteur, OSNR : Rapport signal sur bruit optique,  $P_{rec}$  : Puissance optique en entrée du récepteur.

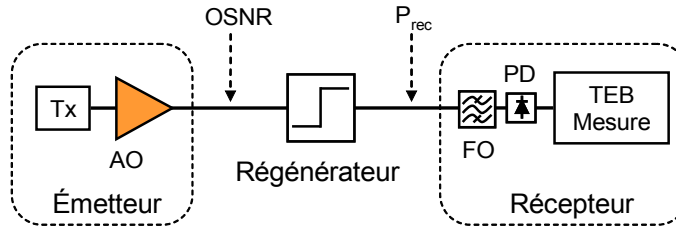


FIGURE 2.1 – Schéma de la configuration de « back-to-back ».

Cette technique est une étape incontournable dans la caractérisation système d'un régénérateur optique. Elle permet en effet de donner des informations fondamentales sur l'efficacité du régénérateur en simple passage, telles que l'ouverture du diagramme de l'œil, les marges systèmes via les mesures de facteur de qualité du signal, ainsi que la pénalité éventuellement introduite par le régénérateur. Néanmoins, cette technique ne peut pas garantir l'efficacité du régénérateur quand il est inséré dans une ligne de transmission et plusieurs fois cascadié. Pour une caractérisation complète de l'efficacité du régénérateur en ligne, nous utiliserons alors une boucle à recirculation.

### 2.1.2 La boucle à recirculation

Comme nous avons pu le décrire précédemment, la configuration B2B est une étape primordiale pour déterminer le potentiel d'un régénérateur. Néanmoins, pour une validation finale de son efficacité dans un système, il est nécessaire de le mettre dans une configuration proche de la réalité, c'est-à-dire, dans une ligne de transmission où plusieurs régénérateurs seront cascadiés. Cependant, la réalisation d'une ligne de transmission réelle est très coûteuse et très complexe à mettre en œuvre. Heureusement, il existe un outil très fiable pour réaliser une ligne de transmission longue distance dans un laboratoire qui est la boucle à recirculation.

La boucle à recirculation est un outil qui permet de réaliser une transmission longue distance à partir d'une longueur de fibre et d'un nombre d'amplificateurs très limités. Cette technique consiste à faire circuler plusieurs fois le signal optique dans une ligne de transmission d'une centaine de kilomètres pour atteindre des milliers de kilomètres de transmission [67].

La technique de boucle à recirculation n'est pas nouvelle, elle a été réalisée en 1977 pour étudier la propagation d'impulsions optiques dans des fibres multimodes [68]. Cette technique est devenue utile pour caractériser les systèmes de transmission amplifiés car elle permet d'obtenir l'évolution du TEB en fonction de la distance de propagation [69]. À partir de là, la technique de boucle à recirculation a été largement utilisée en laboratoire pour caractériser et optimiser les nouvelles générations de système.

### 2.1.2.1 Principe de fonctionnement

Le schéma de principe d'une boucle à recirculation est représenté sur la figure 2.2. Elle contient tous les éléments nécessaires pour une ligne de transmission point-à-point : un émetteur (Tx), un récepteur (Rx), de la fibre optique et des amplificateurs constituant le motif de transmission qui va être traversé plusieurs fois. Deux modulateurs acousto-optique (AOM pour *Acousto-Optic Modulator*) sont utilisés comme interrupteur optique. Le premier interrupteur, que nous avons nommé « AOM de chargement », permet de charger la boucle avec des données. Et le deuxième interrupteur, que nous avons nommé « AOM de boucle », permet de fermer la boucle pour faire circuler plusieurs fois les données dans la boucle.

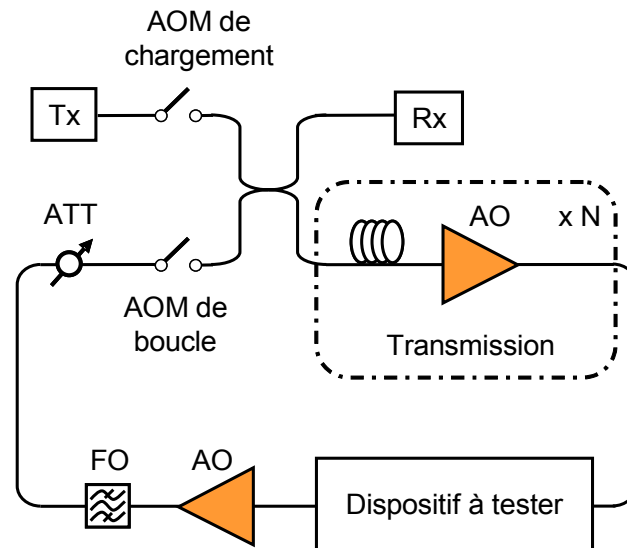


FIGURE 2.2 – Schéma d'une boucle à recirculation. Tx : Émetteur, Rx : Récepteur, AO : Amplificateur optique, FO : Filtre optique, ATT : atténuateur, AOM : Modulateur acousto-optique

Voici le fonctionnement de la boucle recirculation : Premièrement, l'AOM de charge-

ment est fermé (passant) et l'AOM de boucle est ouvert (bloquant), la boucle est en mode chargement c'est-à-dire qu'elle se charge des données. Cette opération doit être au moins supérieur au temps de propagation dans le motif de transmission pour que la boucle soit entièrement remplie de données. Ensuite, l'AOM de chargement est ouvert (bloquant) et l'AOM de boucle est fermé (passant), la boucle est en mode de recirculation c'est-à-dire que les données vont circuler dans la boucle avec un nombre spécifié de tours. Une partie du signal est envoyée dans le récepteur via le coupleur optique de la boucle pour être analysée. La détection est synchronisée avec les AOM pour sélectionner seulement la période pendant laquelle les erreurs doivent être comptées. Périodiquement, la boucle passe alternativement du mode chargement au mode recirculation pour accumuler suffisamment de temps pour effectuer une mesure précise du TEB. Pour plus de détails sur le fonctionnement de la boucle à recirculation, le lecteur peut se reporter à cette référence [67].

Après avoir présenté le principe de fonctionnement de la boucle à recirculation, nous nous intéresserons maintenant aux éléments optiques constituant la boucle. La première partie est la ligne de transmission constituée des fibres de transmission et de compensation de dispersion, ainsi que des amplificateurs optiques. Les différentes lignes de transmission utilisées dans ces travaux de thèse seront présentées dans les paragraphes suivants.

Le deuxième élément est le dispositif à tester, qui pourra être un régénérateur optique 2R ou 3R. Un amplificateur optique (AO) de boucle et un atténuateur optique (ATT) sont insérés pour garantir un niveau de puissance identique entre le paquet de chargement et les paquets ayant parcourus un ou plusieurs tours. Cette égalisation de puissance permet ainsi de garantir une puissance moyenne constante en entrée de la fibre de transmission. Le filtre optique (FO) sert à filtrer l'accumulation de bruit d'ESA.

Nous allons maintenant décrire deux types de ligne de transmission qui ont été utilisées au cours de ces travaux de thèse. La différence entre les deux lignes concerne le type d'amplification utilisée. L'une, appelée « tout erbium » n'utilise que des amplificateurs à fibre dopée erbium, et l'autre, dite « hybride », utilise une amplification Raman et une amplification à fibre dopée erbium.

### 2.1.2.2 Ligne de transmission tout erbium

La figure 2.3 représente notre ligne de transmission tout erbium. Cette ligne est constituée de 100 km de fibre NZ DSF (*Non zero Dispersion-Shifted Fibre*). Cette fibre possède une dispersion chromatique de 4,5 ps/nm/km et une PMD de l'ordre de  $0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ . Les débits étudiés étant de 40 Gbit/s et au vu de la PMD de la fibre, nous ne considérerons pas les effets de distorsion liés à la PMD. La dispersion chromatique cumulée de la fibre de transmission est quasiment compensée par une fibre de compensation (DCF pour *Dispersion Compensating Fibre*). Les pertes cumulées liées à la fibre de ligne et la fibre de compensation sont compensées par deux EDFA.

Afin de limiter les effets non-linéaires dans la ligne de transmission la puissance optique

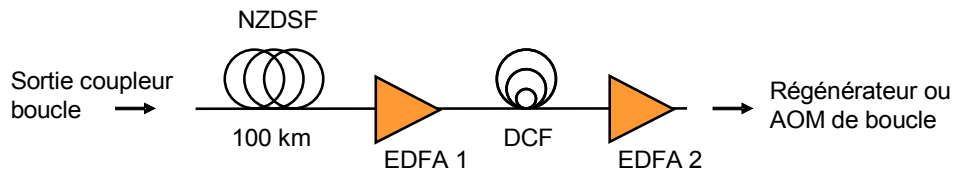


FIGURE 2.3 – Une ligne de transmission tout erbium.

en entrée de la ligne doit être la plus faible possible. Diminuer la puissance en entrée de ligne implique aussi une dégradation plus importante de l'OSNR en ligne. Ces deux paramètres doivent être ajustés suivants les applications souhaitées. Par exemple pour étudier l'impact de la régénération sur une ligne de transmission dont les performances sont limitées majoritairement par l'accumulation d'ESA, la puissance de ligne doit être abaissée pour limiter les effets non-linéaires. Et lorsque nous étudions l'impact de la régénération sur une ligne de transmission dont les performances sont limitées par les effets non-linéaires (l'étude sur la régénération d'un signal dont l'information est portée par la phase présentée dans le chapitre 6), nous augmentons alors la puissance en ligne pour que ces effets soient significatifs.

Pour les études qui ont demandé une faible puissance en entrée de fibre, une amplification hybride Raman et erbium a permis de maintenir un bon OSNR.

### 2.1.2.3 Ligne de transmission avec amplification hybride

La figure 2.4 représente le schéma d'une ligne de transmission avec amplification hybride. Les éléments constitutifs de cette ligne sont sensiblement les mêmes que ceux utilisés pour la ligne de transmission tout erbium, c'est-à-dire deux tronçons de 50 km de fibre de transmission (NZ DSF) et une DCF. Néanmoins, les pertes de la ligne sont maintenant compensées à la fois par l'amplification erbium mais également par l'amplification Raman.

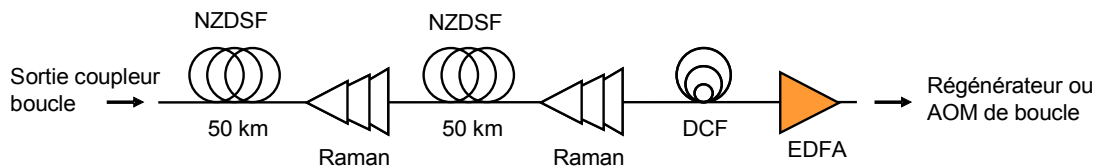


FIGURE 2.4 – Une ligne de transmission hybride.

L'amplification Raman est réalisée par un pompage Raman contra-propagatif dans les fibres de transmission. Les pompes Raman sont deux lasers à semi-conducteurs centré autour de 1450 nm (pour une amplification à 1550 nm) placées après chaque tronçons de 50 km. La puissance des lasers est ajustée pour obtenir un gain Raman distribué de 10 dB dans chaque tronçon de 50 km, soit un gain de 20 dB au total. Un EDFA est ensuite inséré pour compenser le reste des pertes de la ligne. L'OSNR après un passage dans cette ligne est de 23 dB (mesuré sur 1 nm), comparé à 21 dB dans la ligne d'amplification erbium avec une



puissance en ligne de +5 dBm présentée dans la section précédente. L'amplification Raman distribuée permet alors d'obtenir un meilleur facteur de bruit par rapport à l'amplification erbium, ce qui permet de maintenir un bon OSNR après 100 km pour une faible puissance en entrée de fibre.

### 2.1.3 La boucle à recirculation courte

Dans les sections précédentes, nous avons présenté les deux techniques les plus utilisées pour caractériser des régénérateurs optiques dans un environnement système qui sont la configuration B2B, et la boucle à recirculation. La technique de B2B permet de déterminer le potentiel régénératif d'un dispositif, néanmoins, elle ne permet pas de conclure sur l'efficacité du régénérateur dans un système réel. La technique de boucle à recirculation permet une caractérisation complète du régénérateur, cependant, elle est plus difficile à mettre en œuvre due aux phénomènes physiques liés à la transmission. En effet, la mise en cascade du régénérateur entraîne la plupart du temps des ajustements des paramètres du régénérateur différents de la configuration B2B. De plus, les performances du régénérateur peuvent être masquées par la forte dégradation liée à la propagation (dispersion chromatique, effets non-linéaires) alors que dans une autre configuration système le régénérateur pourrait tout de même améliorer les performances globales.

Par conséquent, dans ces travaux, nous avons proposé une technique alternative appelée boucle à recirculation courte qui permet d'optimiser les paramètres du régénérateur en multi-passage et de tester également sa résistance à l'accumulation de bruit optique et/ou d'effets non-linéaires.

#### 2.1.3.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'une boucle à recirculation courte est identique à celui d'une boucle à recirculation classique décrite dans la section 2.1.2.1. La figure 2.5 représente le schéma de principe d'une boucle à recirculation courte. Au lieu d'utiliser une ligne de transmission d'une centaine de kilomètres, la boucle courte est constituée d'une longueur de fibre la plus courte possible pour éviter l'accumulation des effets de transmission comme la dispersion chromatique et les effets non-linéaires. Dans nos expériences, une bobine de 10 km de fibre est utilisée. Cette longueur de fibre est la longueur minimale nécessaire pour assurer la mesure de TEB par notre équipement de mesure en mode boucle à recirculation. En dessous de cette longueur de fibre, l'analyseur de TEB ne peut plus faire de mesure. Afin d'étudier l'impact de la régénération sur une ligne de transmission dont les performances sont limitées majoritairement par l'accumulation d'ESA, la ligne de transmission a été remplacée par une dégradation artificielle du rapport signal sur bruit optique. Une source de bruit d'ESA suivie par un filtre (FO) et un atténuateur optique (ATT) est utilisée pour dégrader le rapport signal sur bruit optique à chaque passage du signal dans la boucle. L'OSNR peut être modifié artificiellement en maintenant une puissance en ligne constante (inférieure à 0 dBm) et faible

pour limiter l'accumulation des effets non-linéaires.

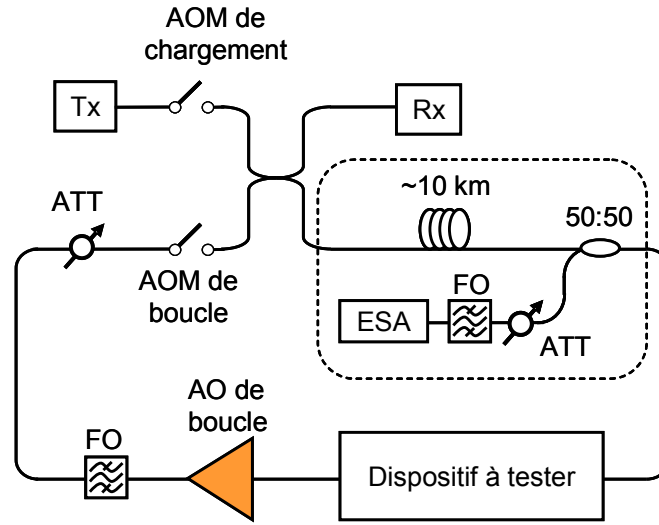


FIGURE 2.5 – Schéma d'une boucle à recirculation courte.

### 2.1.3.2 Avantages et inconvénients de la boucle à recirculation courte

Un des avantages de dégrader artificiellement l'OSNR est de pouvoir étudier les performances d'un régénérateur en présence uniquement de bruit optique et de déterminer ainsi la distance maximum tolérée entre régénérateur. En effet, pour un motif de transmission donné dans la boucle, l'OSNR après le passage dans  $N$  motifs identiques (correspondant au pas entre régénérateur) peut être déterminé grâce à l'équation [30] :

$$OSNR_{dB}(N) = OSNR_{dB}(1) - 10 \cdot \log_{10}(N) \quad (2-1)$$

où  $OSNR_{dB}(1)$  est l'OSNR après le premier pas d'amplification (à distinguer avec l'OSNR après le premier tour de la boucle courte). Le bruit à l'émission est supposé très faible devant le bruit introduit dans la ligne. Ainsi, diminuer de 3 dB l'OSNR revient à doubler le nombre de pas d'amplification entre deux régénérateurs. Par exemple, un OSNR de 21 dB (sur 1 nm) au premier tour de la boucle courte est approximativement équivalent à l'OSNR après 100 km de transmission avec l'amplification tout erbium et une puissance en ligne de +5 dBm comme reporté dans [70]. D'après l'équation 2-1, un OSNR au premier tour dans la boucle courte de 18 dB serait équivalent à doubler ce pas d'amplification.

Par conséquent, cette boucle à recirculation possédant un pas de fibre de transmission très court permet d'évaluer la cascabilité d'un régénérateur optique et de caractériser précisément sa résistance au bruit optique.

## 2.2 Caractérisation de la résistance aux bruits d'un régénérateur avec la boucle à recirculation courte

Après avoir présenté le principe de fonctionnement d'une boucle à recirculation courte, nous allons maintenant l'utiliser pour étudier l'impact d'un régénérateur 2R dans une ligne de transmission à 42,7 Gbit/s. L'objectif de cette section n'est pas de caractériser l'efficacité d'un régénérateur tout-optique, mais de démontrer le potentiel qu'offre une boucle courte pour la conception d'une ligne de transmission régénérée optiquement.

Dans un premier temps, le schéma expérimental sera décrit. Nous allons dans cette partie décrire les modules d'émission et de réception qui ont été utilisés tout au long de ces travaux de thèse. Ensuite, nous présentons les résultats expérimentaux de la boucle courte pour discuter sur la cascabilité, la résistance au bruit du régénérateur, ainsi que les marges systèmes apportées par la présence des régénérateurs dans la ligne de transmission. Enfin, une brève comparaison entre la boucle courte et la boucle à recirculation classique (que nous appellerons par la suite boucle longue) sera présentée.

### 2.2.1 Schéma expérimental

La figure 2.6 représente le schéma expérimental de la boucle à recirculation courte utilisée.

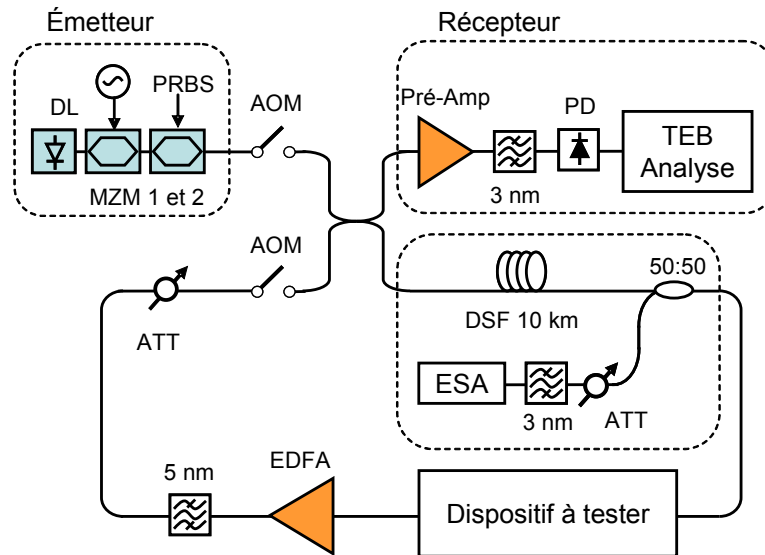


FIGURE 2.6 – Schéma expérimental.

Dans ces travaux de thèse, nous avons travaillé majoritairement avec un format de modulation d'intensité de type RZ 33% à 42,7 Gbit/s. Pour générer ce format de modulation, l'émetteur est constitué d'une diode laser (DL) émettant en continue suivi par deux modulateurs externes (MZM). Le premier modulateur est piloté par une horloge électrique dont

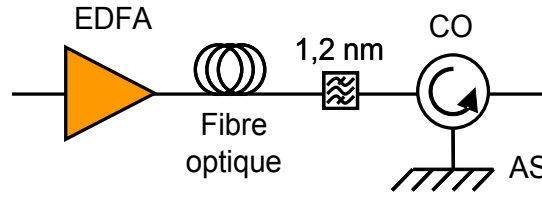


FIGURE 2.7 – Schéma du régénérateur 2R passif à base d'absorbant saturable en microcavité. FNL : Fibre non-linéaire, CO : Circulateur optique, AS : Absorbant saturable.

la fréquence correspond à la moitié du débit de l'information (21,33 GHz), et l'amplitude crête à crête de cette horloge est égale à deux fois la tension caractéristique  $V_\pi$  du modulateur. Ceci permet d'obtenir en sortie une horloge optique à 42,7 GHz, avec des largeurs d'impulsions qui correspondent à 33% du temps bit. Le deuxième modulateur est piloté par un générateur de séquence qui génère une séquence pseudo-aléatoire (PRBS pour *Pseudo-Random Binary Sequence*). En sortie du module d'émission, nous avons par conséquent un signal optique modulé en intensité avec le format RZ 33% et à un débit de 42,7 Gbit/s. La longueur d'onde du signal est accordable et la longueur de séquence PRBS peut varier de  $2^{15} - 1$  à  $2^{31} - 1$ .

Nous allons maintenant décrire le récepteur. Le signal en entrée du récepteur est pré-amplifié par un amplificateur optique (Pré-Amp) pour surmonter le bruit thermique lié à la détection directe. La réception est par conséquent limitée seulement par le bruit optique en excès lié au bruit d'ESA créée par le pré-amplificateur. Le signal est ensuite filtré et détecté par un photodétecteur (PD) pour les analyses de TEB.

La boucle à recirculation courte est constituée de 10 km de fibre à dispersion décalée (DSF pour *Dispersion-Shifted Fibre*). La longueur d'onde du signal peut être ajustée pour coïncider au zéro de dispersion chromatique de la fibre, dans ce cas aucune compensation de dispersion n'est nécessaire. Une source d'ESA suivie par un filtre optique de bande passante de 3 nm, permet de modifier l'OSNR (mesuré sur 1 nm) au premier tour et d'évaluer la tolérance au bruit optique du régénérateur à tester. La puissance en ligne est ajustée à -5 dBm pour éviter l'accumulation d'effets non-linéaires lors de la propagation.

Le régénérateur utilisé pour démontrer le fonctionnement de la boucle à recirculation courte est un régénérateur 2R passif à base d'AS dont le schéma de principe est représenté dans la figure 2.7. Le régénérateur 2R passif est composé de deux parties : la première comprend une fibre optique et un filtre optique de 1,2 nm de bande passante qui permettent l'égalisation des niveaux de fortes intensité, la deuxième partie est constituée par l'AS pour l'amélioration du taux d'extinction. Ce régénérateur fera l'objet d'études plus approfondies dans le chapitre 3. Dans la suite, nous n'allons pas étudier spécifiquement l'efficacité de ce régénérateur, mais démontrer que la boucle à recirculation peut être malgré la faible longueur de fibre un outil efficace pour étudier les performances d'un régénérateur 2R quand il est inséré dans une ligne de transmission.

## 2.2.2 Résultats et discussions

### 2.2.2.1 Cascadabilité d'un régénérateur

Dans un premier temps, la boucle à recirculation courte permet d'évaluer la cascadabilité du régénérateur. Cependant, avec la boucle courte, les performances de la ligne sont limitées seulement par le bruit d'ESA, la cascadabilité du régénérateur est par conséquent évaluée indépendamment des effets de transmission.

La figure 2.8 présente le TEB en fonction du nombre de cascades dans les cas sans et avec le régénérateur et pour différentes valeurs de OSNR mesurées au premier tour (dans la suite, ce paramètre sera plus simplement noté  $\text{OSNR}_{1er}$ ). Nous observons que dans les cas sans régénération, le TEB se dégrade rapidement à cause de l'accumulation de bruit d'ESA. Lorsque le régénérateur 2R tout-optique est introduit dans la boucle, le nombre de cascades augmente considérablement. Pour un TEB de  $10^{-8}$  et un OSNR de 18,5 dB, ce nombre peut-être doublé grâce au régénérateur. Ces mesures nous donnent des résultats importants sur la capacité du régénérateur à augmenter la distance de propagation.

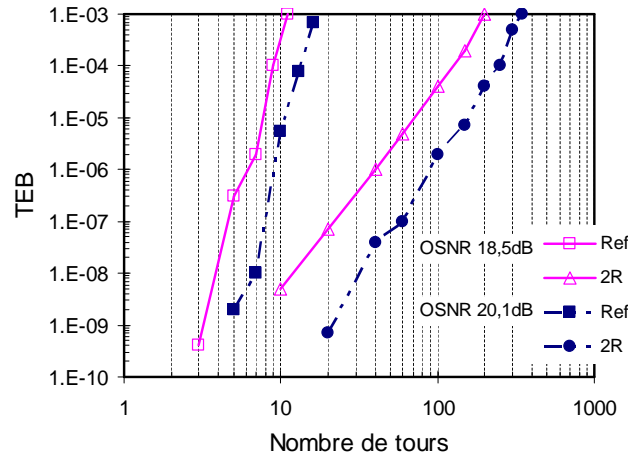


FIGURE 2.8 – Taux d'erreur binaire en fonction de nombre de tours.

Nous avons voulu comparer ces résultats avec ceux obtenus via la boucle longue. Pour cela nous nous sommes appuyé sur des résultats obtenus et reportés dans [70]. La boucle longue utilisée est constituée d'une ligne de transmission tout erbium avec 100 km de fibre de transmission, un module de compensation de dispersion et une puissance en ligne de 5 dBm, ce qui conduit à un OSNR de 20 dB (sur 1 nm) au premier tour.

Les courbes de TEB obtenues avec la boucle longue et la boucle courte avec la même valeur d' $\text{OSNR}_{1er}$  sont représentées dans la figure 2.9. Nous pouvons constater que les courbes sans régénération obtenues dans les deux boucles à recirculation se superposent parfaitement. Cela démontre bien que la boucle courte permet, malgré sa faible longueur de fibre, d'obtenir une évolution du TEB comparable à la boucle à recirculation longue. Il faut tout de même signaler que dans le cas de la boucle longue nous sommes bien en présence

d'un régime de transmission qui est essentiellement limité par l'accumulation d'ESA et que les effets non-linéaire sont négligeables.

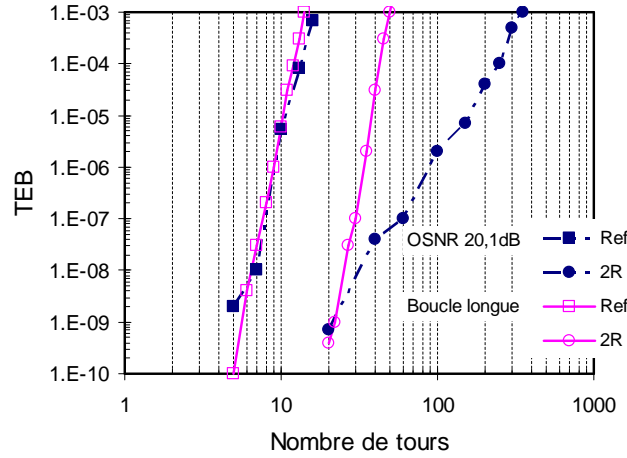


FIGURE 2.9 – Taux d'erreur binaire en fonction de nombre de tours dans la boucle courte et la boucle longue.

Cependant, dans les cas avec régénération, nous observons un écart sur le nombre de tours entre les résultats obtenus avec la boucle courte et la boucle longue pour un TEB supérieur à  $10^{-8}$ . Néanmoins, à des TEB plus faibles que  $10^{-8}$ , les performances obtenues avec les deux boucles se rapprochent. Le nombre de cascades obtenu avec la boucle courte est beaucoup plus important qu'avec la boucle longue. L'écart observé entre les deux configurations pour des forts TEB peut être expliqué : Nous observons un écart important pour un nombre de tour supérieur à 20. Même si nous avons déduit dans le cas sans régénérateur que la boucle longue était dans un régime de transmission linéaire (c'est-à-dire essentiellement limité par l'accumulation d'ESA), ce qui peut être négligeable après 10 tours ne l'est plus quand le nombre de tour est supérieur à 20 tours. La dispersion chromatique résiduelle et les effets non-linéaires de la boucle longue ne peuvent donc plus être négligés pour un grand nombre de tours. Dans le cas de la boucle courte, le bruit d'ESA est la limite principale puisque la distance de propagation est réduite d'un facteur 10 par rapport à la boucle longue et la puissance en ligne est également inférieure d'un facteur 10. Nous pouvons considérer donc dans la boucle courte les problèmes de DC et de non-linéarités sont négligeables par rapport à la boucle longue.

### 2.2.2.2 Résistance au bruit et limite de la gigue temporelle

Pour étudier la résistance au bruit du régénérateur avec une boucle courte, nous définissons ici un paramètre appelé « Facteur d'amélioration de distance » (FAD) qui correspond au rapport entre le nombre de tours atteint avec et sans régénération à un TEB fixé. Ce paramètre correspond à l'amélioration de la distance de transmission apportée par le régénérateur lorsqu'il est utilisé dans une ligne limitée seulement par le bruit d'ESA. La figure 2.10

représente l'évolution du FAD en fonction de l' $\text{OSNR}_{1er}$  (mesuré sur 1 nm) pour un TEB de  $10^{-8}$ .

Nous constatons que notre régénérateur 2R tout-optique présente une bonne résistance à l'accumulation de bruit d'ESA puisque le FAD obtenu est supérieur à 1 même si l'OSNR est très faible ( $<16$  dB correspondant à plus que deux pas de 100 km [70]). De plus, un FAD supérieur à 4 est obtenu avec un OSNR de 20,1 dB, ce qui démontre le potentiel du régénérateur à accroître la distance de transmission en présence de bruit d'ESA. Notons que ce type de courbe permet également d'élaborer des architectures de réseaux puisqu'une variation d'OSNR devant le régénérateur est équivalente à une modification du nombre d'amplificateurs traversés, donc de la distance entre deux régénérateurs successifs dans un système optique amplifié.

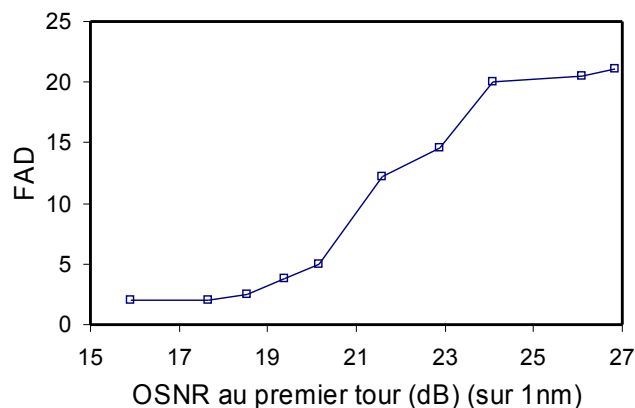


FIGURE 2.10 – Facteur d'amélioration de distance de transmission en fonction de l'OSNR.

De plus, nous remarquons que les performances du régénérateur sont réduites globalement lorsque l'OSNR diminue. Ceci peut être expliqué par le fait que quand l'OSNR devant le régénérateur se dégrade la transmission est de plus en plus limitée par les fluctuations d'intensités. Cependant, dans les cas où l'OSNR est important (à partir de 24 dB) nous remarquons que le FAD tend vers une asymptote. L' $\text{OSNR}_{1er}$  n'a pratiquement pas d'influences sur les performances du régénérateur. La transmission est alors limitée essentiellement par l'accumulation de gigue temporelle.

Pour mettre en évidence cette limitation liée à la gigue temporelle, nous allons observer les distributions de l'intensité du signal pour les  $\text{OSNR}_{1er}$  de 19,4 dB, 20,1 dB et 26,1 dB. Avec ces OSNR au premier tour, le nombre de tour atteint pour un TEB de  $10^{-8}$  est de 15 tours, 110 tours et 450 tours respectivement. Nous traçons dans un premier temps les courbes de TEB en fonction du seuil de décision du récepteur pour les trois cas considérés (figure 2.11). Ces courbes sont représentatives des distributions de l'intensité des signaux. Les flancs à gauche correspondent aux niveaux des faibles intensités, et ceux à droite correspondent aux niveaux des fortes intensités. Plus les flancs sont raides, moins le signal présente de fluctuation d'intensité. L'apparition des plateaux sur ces courbes confirme bien

un régime de régénération. En effet, une régénération 2R ou 3R ne peut pas améliorer le TEB, elle ne fait que redistribuer l'intensité optique des symboles en augmentant le taux d'extinction et en réduisant la variance de l'intensité des symboles. Cette évolution du TEB à travers un régénérateur a été démontré par Laurent BRAMERIE au cours de ses travaux de thèse [13].

Nous constatons que le plateau est obtenu après 15 passages dans le régénérateur pour un  $\text{OSNR}_{1\text{er}}$  de 19,4 dB. Lorsque l' $\text{OSNR}$  augmente, nous augmentons également le nombre de cascades pour chercher le TEB optimal à  $10^{-8}$ , cette distribution de bruit reste pratiquement inchangée (après 110 cascades avec l' $\text{OSNR}_{1\text{er}}$  de 20,1 dB). Néanmoins, avec la valeur d' $\text{OSNR}_{1\text{er}}$  de 26,1 dB, correspondant à un très grand nombre de cascades de régénérateur (450 cascades pour un TEB de  $10^{-8}$ ), le signal recommence à se dégrader, ce qui conduit à une limitation du FAD comme rapporté la figure 2.10.

Nous traçons ensuite les courbes de TEB en fonction de l'instant de décision à la réception pour les valeurs d' $\text{OSNR}_{1\text{er}}$  considérée (figure 2.12). Ces courbes vont permettre d'étudier l'évolution de la gigue temporelle. Lorsque l'instant de décision diminue, les erreurs liés au front montant des impulsions apparaissent, et inversement, nous avons les erreurs liés au front descendant lorsque l'instant de décision augmente. Dans un premier temps, nous constatons que plus le nombre de cascades de régénérateur augmente, plus l'ouverture temporelle du signal diminue due à l'accumulation de la gigue temporelle. Pour les valeur d' $\text{OSNR}_{1\text{er}}$  de 19,4 et 20,1 dB, la marge sur l'instant de décision reste importante ce qui démontre que dans ces cas le plancher d'erreur est essentiellement lié aux fluctuations d'intensité. Dans le cas d'un très grand nombre de cascades de régénérateur, la fenêtre temporelle de décision commence à se réduire, la transmission est donc essentiellement limitée par l'accumulation de gigue temporelle. Ces observations coïncident bien avec les interprétations faites par Mathilde GAY sur la limitation des performances d'un régénérateur 2R par l'accumulation de gigue temporelle [14].

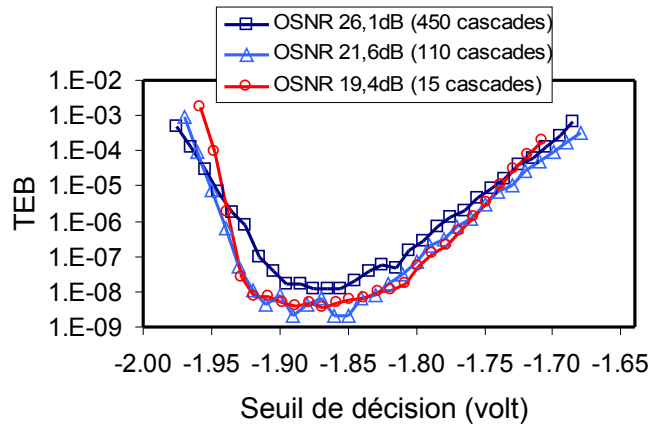


FIGURE 2.11 – Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision.



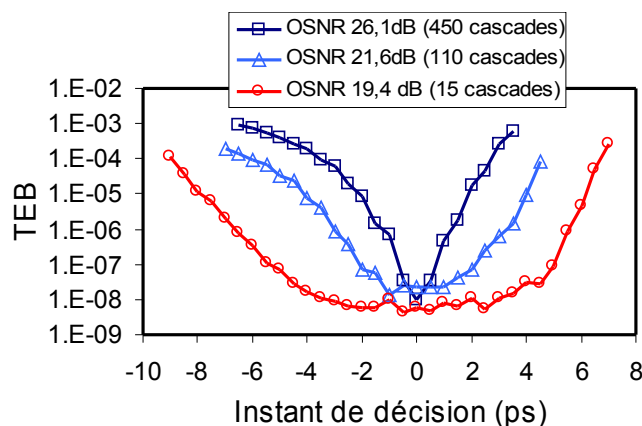


FIGURE 2.12 – Taux d'erreur binaire en fonction de l'instant de décision.

### 2.2.2.3 Conclusion de l'étude

Nous avons démontré qu'une boucle à recirculation courte est un outil efficace pour évaluer le potentiel de régénération d'un dispositif. Cette technique permet une évaluation de la résistance au bruit ainsi que la limite liée à la gigue temporelle d'un régénérateur 2R. Par conséquent, une telle étude peut être très utile pour évaluer le bilan d'une liaison régénérée optiquement. Cependant une expérience de transmission avec une boucle à recirculation longue doit être ensuite réalisée pour valider le régénérateur en présence de tous les effets de propagation (les effets non-linéaires, la PMD, etc.).

## 2.3 Outils de simulation

Pour étudier l'impacte de la régénération sur les performances d'un système de transmission, il est important de mettre en place un modèle numérique qui permettra contrairement aux études expérimentales, de déterminer plus précisément les phénomènes physiques mis en jeu. Nous avons réalisé nos modélisations en utilisant le logiciel de calcul MATLAB.

Dans la suite, nous présenterons le modèle numérique du système de transmission optique utilisé durant ces travaux de thèse. Chaque élément du modèle ainsi que les hypothèses utilisées seront détaillés. Une validation du modèle numérique par rapport aux études expérimentales sera réalisée afin de déterminer la fiabilité et également les limites du modèle développé. Nous ne présentons ici que des éléments généraux d'un système de transmission optique. Les modèles utilisés pour chaque régénérateur étudié dans cette thèse seront présentés dans les chapitres dédiés.

### 2.3.1 Modèle numérique et hypothèses de simulation

Nous considérons que le champ électrique d'une onde optique peut être représenté par l'équation suivante :

$$\vec{E} = \vec{e}.A.exp[i(2\pi ft + \Phi)] \quad (2-2)$$

où  $\vec{E}$  le vecteur du champ électrique,  $\vec{e}$  le vecteur unité de polarisation,  $A$  l'enveloppe lentement variable,  $f$  la fréquence de porteuse, et  $\Phi$  la phase. La dépendance spatiale du champ électrique est négligée dans ce formalisme. Selon la modulation choisie, des données pourront être portées par l'amplitude  $A$  (modulation d'amplitude), par la fréquence  $f$  (modulation de fréquence), ou bien par la phase  $\Phi$  (modulation de phase). Dans ces travaux de thèse, nous n'étudions que des modulations de type amplitude ou phase.

Pour simplifier encore nos études numériques, nous allons considérer une seule polarisation. La fréquence de la porteuse est de l'ordre des centaines de TeraHertz et est négligée. L'enveloppe lentement variable du champ électrique du signal est maintenant représenté sous la forme :

$$E = A.exp(i\Phi) \quad (2-3)$$

Nous allons ensuite présenter les différents éléments constituant un système de transmission optique. Avant de détailler ces différents éléments, nous allons tout d'abord décrire succinctement les éléments qui sont absolument nécessaires pour étudier numériquement une ligne de transmission.

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre 1, un système de transmission optique est constitué d'un émetteur, un canal de transmission et un récepteur.

**Canal de transmission** Les principales dégradations du signal sont liées à la transmission. Par conséquent, le canal de transmission est la partie la plus importante de la modélisation numérique. Les éléments qui influent sur les performances d'une transmission optique sont :

- La fibre optique.
- L'amplificateur optique.
- Le filtrage optique.

**Émetteurs** Dans un système de télécommunications optiques réel, le bruit généré par l'émetteur est souvent très faible par rapport aux bruits de transmission. Nous supposons alors un émetteur sans bruit. Les autres caractéristiques du signal, qui sont la forme des impulsions, le taux d'extinction, le chirp, sont considérés. Les éléments considérés pour l'émetteur sont :

- Le signal électrique (génération d'une séquence pseudo-aléatoire, filtrage électrique).
- Le modulateur externe (notamment le modulateur Mach-Zehnder à base de  $\text{LiNbO}_3$ ).
- La génération d'impulsions.

**Récepteurs** Le récepteur optique est assez complexe dans un système réel. Pour la simulation numérique, certains problèmes sont simplifiés, néanmoins, il y a des limitations que nous devons admettre. La principale limite du modèle concerne la détermination du TEB en présence des régénérateurs optiques dans la ligne de transmission. En effet, la seule méthode utilisable pour le calcul numérique du TEB dans ce modèle est de considérer les densités de probabilités de puissance des symboles gaussiennes et d'en déduire le TEB via le calcul du facteur de qualité (section 1.3.3).

L'approximation des densités de probabilité par des gaussiennes apporte une bonne approximation des densités de probabilité de puissance des symboles dans le cas de transmissions limitées par l'accumulation de bruit d'ESA [71]. Cependant, il a été montré que lorsqu'un signal traverse une fonction de transmission non-linéaire, les distributions de probabilité de la puissance ne peuvent plus être considérées comme gaussiennes [72].

Le calcul du TEB effectué via le facteur de qualité apparaît alors inadapté pour l'étude de l'impact de régénérateurs optiques dans une ligne de transmission. Malgré tout, le modèle reste pertinent pour l'observation des diagrammes de l'œil, des déformations temporelles ou spectrales du signal ou encore pour la définition statistique du facteur de qualité du signal.

### 2.3.2 Éléments du modèle numérique

Dans cette section les différents éléments du modèle numérique vont être présentés.

#### 2.3.2.1 Les signaux électriques

Pour la construction numérique des données électriques, les deux aspects importants sont la génération d'une séquence binaire pseudo-aléatoire et la bande passante des circuits électriques.

**Séquence binaire pseudo-aléatoire** Pour créer une séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS), la méthode la plus simple est basée sur les registres à décalage [73]. La figure 2.13 montre le principe d'un générateur de PRBS de longueur  $2^4 - 1$ .

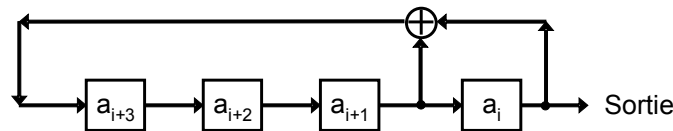


FIGURE 2.13 – Schéma de principe d'un générateur de PRBS de longueur  $2^4 - 1$

La somme  $\oplus$  correspond à une porte logique « OU EXCLUSIVE » qui est définie par  $0 + 0 = 1 + 1 = 0$  et  $1 + 0 = 0 + 1 = 1$ . Dans cette exemple, les registres contiennent  $a_{i+3}$ ,  $a_{i+2}$ ,  $a_{i+1}$  et  $a_i$ , au moment  $i$ . Alors, au moment  $i + 1$ , ces registres contiennent :  $a_{i+4}$ ,  $a_{i+3}$ ,  $a_{i+2}$  et  $a_{i+1}$ , où  $a_{i+4} = a_{i+1} \oplus a_i$  (Figure 2.14).

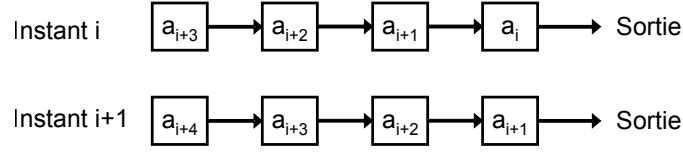


FIGURE 2.14 – États des registres d'un générateur de PRBS de longueur  $2^4 - 1$  en passant de l'instant  $i$  à l'instant  $i+1$ .

Pour un nombre  $m$  registres de décalage, nous avons  $2^m$  possibilités d'états de l'ensemble des registres. Néanmoins, l'état  $000 \dots 0$  ne peut pas apparaître sauf si toute la séquence est toujours à zéro. Par conséquent, nous avons une période de  $2^m - 1$  et dans cette période tous les  $m$ -uplets non nulles apparaissent exactement une fois. Au départ, ces registres doivent être initialisés avec au moins une valeur non nulle.

Dans notre modèle numérique, nous travaillerons toujours avec une séquence PRBS de  $2^7 - 1$  bits.

**Bande passante électrique** Pour avoir un modèle qui reflète au mieux les expériences, nous devons limiter la bande passante des circuits électriques. Le signal électrique portant des données traverse un filtre passe bas électrique représenté par l'équation suivante :

$$V_{out}(t) = iFT \left\{ H(f) \cdot \tilde{V}_{in}(f) \right\} \quad (2-4)$$

où FT (et iFT) est la transformation de Fourier (transformation de Fourier inverse),  $H(f)$  la fonction de transfert du filtre, et le tilde représente la transformée de Fourier  $\tilde{V}_{in}(f) = FT \{V_{in}(t)\}$

Dans ces travaux de thèse, nous travaillerons principalement à un débit de 40 Gbit/s. La bande passante du filtre électrique passe-bas est de 50 GHz. Nous avons représenté sur la figure 2.15(a) et la figure 2.15(a), un signal électrique NRZ idéal et un signal électrique limité à 50 GHz de bande passante respectivement.

### 2.3.2.2 Le modulateur d'intensité Mach-Zehnder à base de Niobate de Lithium

Nous présentons succinctement le modèle du modulateur Mach-Zehnder (MZM) utilisé. Ce modèle est basé sur la théorie du modulateur décrite en détaille dans la référence [74].

Ces modulateurs sont basés sur l'effet Pockels où l'indice de réfraction du milieu Niobate de Lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ) est modifié par l'application d'un champ électrique ce qui conduit à une modulation de phase. Cette modulation de phase peut être convertie en modulation d'amplitude en l'intégrant dans un interféromètre optique de type Mach-Zehnder.

La figure 2.16 représente un schéma de principe d'un MZM coupe-Z à double commande.

Nous supposons que les taux de couplage d'entrée et de sortie des deux bras n'étaient pas équilibrés. Soit  $a^2$  le taux de couplage en puissance du champ incident au guide supérieur, et  $b^2$  le taux de couplage en puissance du guide supérieur au guide de sortie. Soient  $1 - a^2$

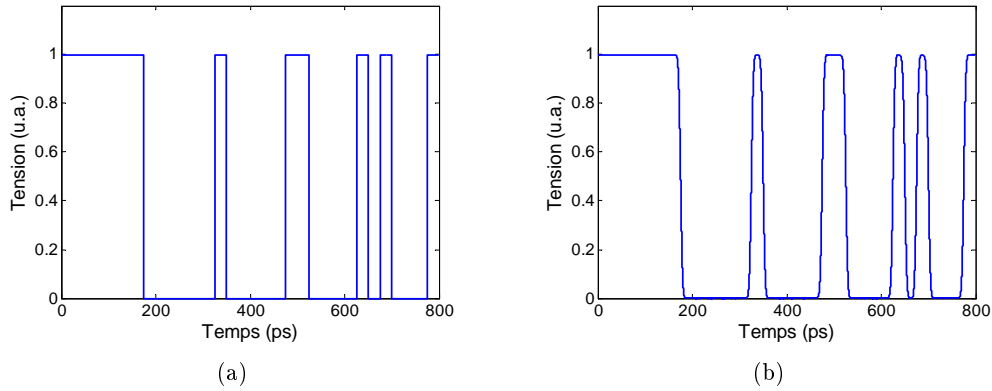


FIGURE 2.15 – Un signal électrique sans limite de bande passante (a) et un signal électrique limité à 50 GHz de bande passante (b).

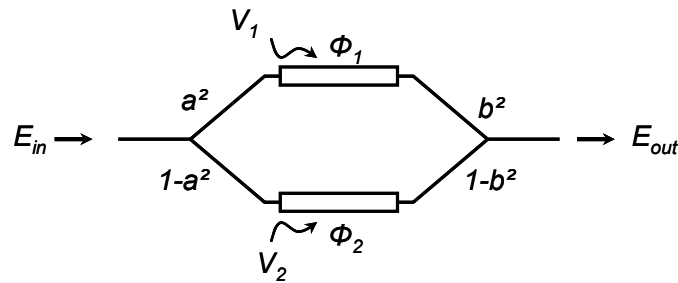


FIGURE 2.16 – Schéma de principe du modulateur d'intensité Mach-Zehnder.

et  $1 - b^2$  les grandeurs correspondantes aux taux de couplage du guide inférieur. Soit  $E_{in}$  le champ électrique incident dans le guide d'entrée,  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  les déphasages relatifs sur chacun des bras dus à l'application des tensions de commande  $V_1$  et  $V_2$  sur les deux bras du modulateur. Le champ  $E_{out}$  en sortie du guide s'écrit :

$$E_{out} = E_{in} \exp \left[ i \frac{\Phi_1 + \Phi_2}{2} \right] \left\{ ab \exp \left[ -i \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{2} \right] + \sqrt{1 - a^2} \sqrt{1 - b^2} \exp \left[ i \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{2} \right] \right\} \quad (2-5)$$

et l'intensité correspondante s'écrit :

$$I_{out} = I_{in} \left\{ a^2 b^2 + (1 - a^2)(1 - b^2) + 2ab \sqrt{1 - a^2} \sqrt{1 - b^2} \cos(\Phi_2 - \Phi_1) \right\} \quad (2-6)$$

où  $\Phi_{1,2}$  sont les déphasages induits par l'effet électro-optique :

$$\Phi_{1,2} = -\pi \frac{V_{1,2}}{V_\pi}; \quad (2-7)$$

$V_\pi$  la tension caractéristique qui dépend des paramètres physiques du modulateur suivant la relation :

$$V_\pi = \frac{\lambda d}{Ln^3 r \Gamma} \quad (2-8)$$

$\lambda$  : longueur d'onde dans le vide  $\approx 1,55 \mu\text{m}$ ,

$n$  : indice de réfraction linéaire du mode  $\approx 2,2$

$d$  : séparation des électrodes  $\approx 15 \mu\text{m}$

$\Gamma$  : facteur de recouvrement entre champ optique et champ électrique  $\approx 0,5$

$r$  : coefficient électro-optique (coupe-Z, mode TM :  $r_{33}$ )  $\approx 30 \text{ pm/V}$

avec ces valeurs typiques,  $V_\pi L$  est de l'ordre de  $14 \text{ V.cm}$ .

Nous constatons que l'intensité passe par un maximum ou un minimum selon la valeur du déphasage entre les deux bras de l'interféromètre.

Un paramètre très important est le taux d'extinction  $T_{ex}$ , qui représente le rapport entre l'intensité minimum et l'intensité maximum transmise. Pour ce type de modulateur, ce paramètre s'écrit :

$$T_{ex} = 10 \log \left( \frac{I_{min}}{I_{max}} \right) = 20 \log \left( \frac{1 - R_{dis}}{1 + R_{dis}} \right) \quad (2-9)$$

où  $R_{dis}$  est le rapport de dissymétrie de couplage entre les deux bras de l'interféromètre :

$$R_{dis} = \frac{ab}{\sqrt{(1 - a^2)(1 - b^2)}} \quad (2-10)$$

Pour simplifier, nous prenons toujours  $a = b$ . Et dans la pratique, la configuration « push-pull » ( $V_1 = -V_2$ ) est utilisée pour diviser par deux les amplitudes électriques sur chaque bras et minimiser ainsi le chirp résiduel sur le signal en sortie. Dans la suite, nous utilisons une seule variable  $V$ , qui représente les deux tensions de commande  $V_1 = V$  et  $V_2 = -V$  appliquées sur chaque bras du modulateur dans la configuration « push-pull ». Le champ du signal en sortie s'écrit alors :

$$E_{out} = E_{in} \left[ a^2 \exp \left( i\pi \frac{V}{2V_\pi} \right) + (1 - a^2) \exp \left( -i\pi \frac{V}{2V_\pi} \right) \right] \quad (2-11)$$

La figure suivante représente la fonction de transmission en intensité et en phase du modulateur en fonction de la tension de commande. La tension caractéristique  $V_\pi$  est de  $5 \text{ V}$ . Pour commencer, nous considérons le taux d'extinction idéal et égal à  $100 \text{ dB}$  (figure 2.17(a)), et par la suite une valeur plus réaliste de  $16 \text{ dB}$  (figure 2.17(b)). Nous constatons que dans le cas où le taux d'extinction est idéal, la tension de commande peut être ajustée pour avoir un chirp résiduel nul. Dans le cas où le taux d'extinction est de  $16 \text{ dB}$ , la phase n'a pas d'évolution constante, un chirp non-nul apparaît pour des intensités normalisées supérieures à  $0,5$ . Ce chirp reste malgré tout assez faible pour ne pas affecter les performances d'un système de transmission.

Pour réaliser un signal de type RZ à un débit donné, nous devons générer une horloge optique. Pour générer une horloge optique à partir d'un MZM, nous appliquons un signal de commande électrique sinusoïdal. Suivant l'amplitude de la modulation électrique et la polarisation du modulateur, il est possible d'obtenir différent format RZ. Il est possible d'obtenir des impulsions optiques avec minimum de chirp et une cadence deux fois la fréquence

de l'horloge électrique en appliquant une amplitude de modulation correspondant à  $2V_\pi$ . Dans le cas où le modulateur est polarisé sur le maximum, nous obtenons un signal RZ 33% (durée d'impulsions à 33% du temps bit), alors que dans le cas d'une polarisation du MZ sur le minimum, nous obtenons un signal CS-RZ. Nous présentons les trains d'impulsions optiques RZ (figure 2.18(a)) et CSRZ (figure 2.18(b)) à une cadence de 40 GHz obtenus avec un modulateur Mach-Zehnder avec un taux d'extinction de 16 dB et un signal sinusoïdal électrique à 20 GHz.

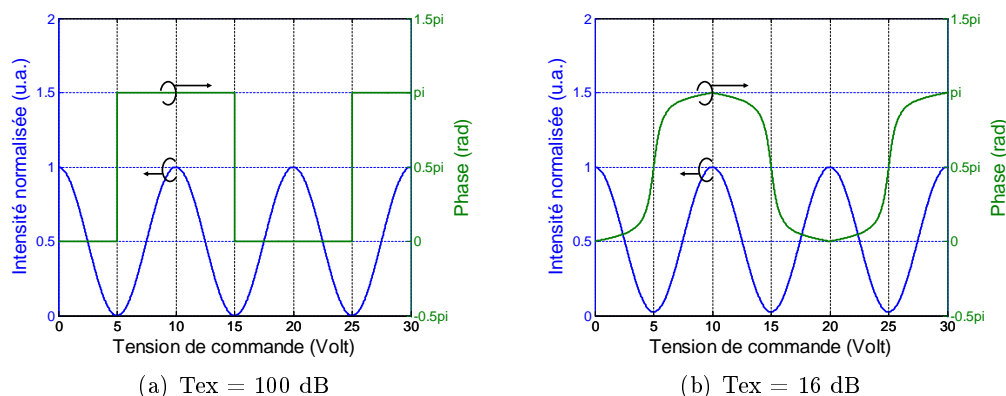


FIGURE 2.17 – Fonction de transmission d'un modulateur de Mach-Zehnder par rapport à la tension de commande  $V$  pour un taux d'extinction de 100 dB (a) et de 16 dB (b).

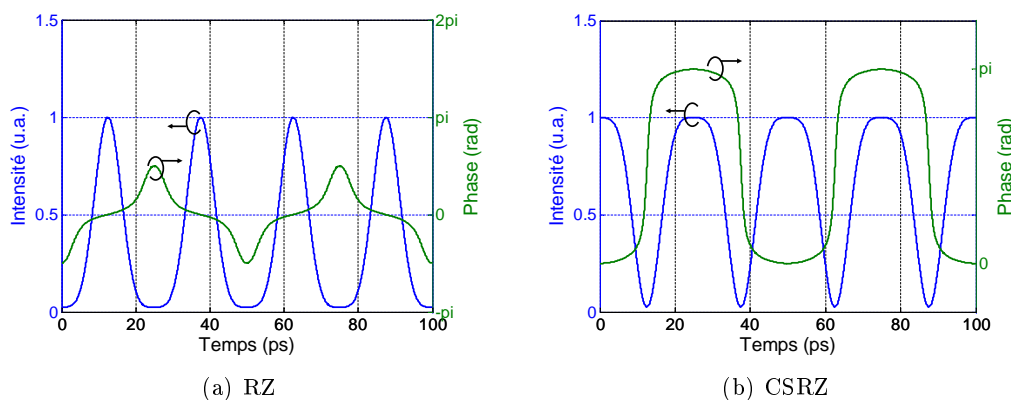


FIGURE 2.18 – Les impulsions RZ (a) et CSRZ (b) réalisées par le modèle du modulateur de Mach-Zehnder. Le taux d'extinction du modulateur est de 16 dB.

Par conséquent, un signal RZ à 40 Gbit/s peut être réalisé en cascade de deux MZM, un pour les données et l'autre pour créer l'horloge optique. La Figure 2.19 représente la séquence (a) et le diagramme de l'œil (b) d'un signal RZ optique à 40 Gbit/s obtenu avec ce modèle numérique.

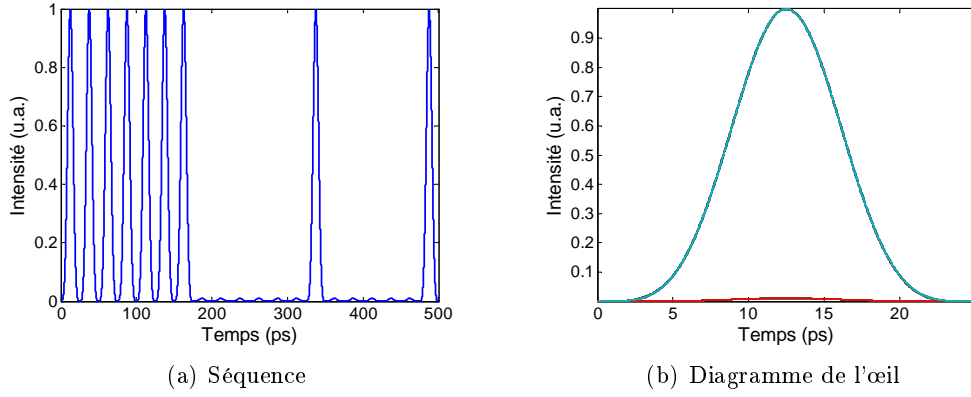


FIGURE 2.19 – Séquence (a) et Diagramme de l'œil (b) d'un signal RZ optique à 40 Gbit/s.

### 2.3.2.3 Fibre optique

La propagation non-linéaire d'un signal dans une fibre optique est gouvernée par l'équation non-linéaire de Schrödinger [75] :

$$\frac{\partial U(z, \tau)}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha U(z, \tau) - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 U(z, \tau)}{\partial \tau^2} + i\gamma |U(z, \tau)|^2 U(z, \tau) \quad (2-12)$$

où  $U(z, \tau)$  est l'enveloppe lentement variable du champ électrique,  $z$  distance de propagation,  $\alpha$  les pertes,  $\beta_2$  le coefficient de dispersion du deuxième ordre,  $\tau$  le temps (dans un référentiel qui se propage à la vitesse de groupe de l'impulsion) et  $\gamma$  le coefficient non-linéaire Kerr.

Cette équation peut être résolue par diverses méthodes numériques. Parmi ces méthodes, les méthodes dites *split-step Fourier* (SSF) sont les plus couramment utilisées, et plus particulièrement, la méthode dite *split-step Fourier* symétrique (SSF-S). Cette méthode est une des plus répandues en raison de sa bonne précision sur la solution numérique et de la simplicité de son algorithme. Dans ces travaux de thèse, nous utilisons la méthode SSF-S développée et optimisée par Thanh Nam NGUYEN lors de ses travaux de thèse au laboratoire [46].

### 2.3.2.4 Amplificateur optique

Chaque amplificateur optique peut être représenté sous la forme générale suivante :

$$E_{out}(t) = \sqrt{G}E_{in}(t) + N(t) \quad (2-13)$$

où  $G$  est le gain en puissance. Le bruit d'ESA  $N(t)$  ajouté par l'amplificateur est un bruit blanc de distribution Gaussien. Ce bruit peut être mathématiquement représenté par :

$$\tilde{N}(f) = S_{sp} \cdot \exp(i\phi(f)) \quad (2-14)$$

où le tilde représente la transformée de Fourier.  $S_{sp}$  la densité spectrale du bruit qui est constante dans toute la bande spectrale d'échantillonnage numérique. Cette largeur spectrale



de bruit peut être limitée via un filtre optique passe bande. La phase  $\phi(f)$  est une variable aléatoire uniformément distribuée entre 0 et  $2\pi$ . Ce formalisme permet de simuler la nature incohérente du bruit d'ESA d'un amplificateur optique.

Par conséquent, dans nos études numériques, l'ajout du bruit d'ESA est réalisé dans le domaine spectral. Le signal optique en sortie d'un amplificateur optique s'écrit :

$$E_{out}(t) = iFT \left[ FT \left( \sqrt{G}E_{in}(t) \right) + \tilde{N}(f) \right] \quad (2-15)$$

### 2.3.2.5 Filtrage optique

Pour le filtrage optique, nous utilisons le modèle des filtres gaussiens d'ordre  $m$  :

$$H(f) = A.exp \left[ - \left( \frac{f - f_0}{\Delta f} \right)^{2m} \right] \quad (2-16)$$

où  $A$  les pertes d'insertion,  $f_0$  la longueur d'onde centrale,  $\Delta f$  lié à la largeur à mi-hauteur du filtre, et  $m$  l'ordre du filtre. Plus l'ordre du filtre est grande, plus le filtre est de forme « flat-top ».

L'application du filtre est réalisé dans le domaine spectrale à l'aide de la transformation de Fourier :

$$E_{out}(t) = iFT \left\{ H(f). \tilde{E}_{in}(f) \right\} \quad (2-17)$$

### 2.3.2.6 Récepteur

Comme nous l'avons signalé dans nos hypothèses (section 2.3.1), notre récepteur est constitué simplement d'un photodétecteur, un filtrage électrique passe bas et d'un élément numérique permettant d'estimer le facteur de qualité du signal.

Le photodétecteur est un dispositif optoélectronique, qui, suite à l'absorption de photons, génère un courant électrique. À part le bruit optique en excès, ce processus de détection présente des bruits liés aux effets thermiques et à la nature quantique des photons [19]. Néanmoins, dans la pratique nous utilisons un récepteur pré-amplifié optiquement, la puissance optique sur la photodiode est suffisamment importante pour pouvoir négliger ces bruits dans le récepteur. Les performances du récepteur sont alors limitées essentiellement par le bruit d'ASE du pré-amplificateur optique.

La détection quadratique du champ électrique, en présence de bruit d'ESA, conduit à l'apparition de termes de battements entre le champ du signal et le champ du bruit d'ESA. Le courant issu de la détection s'écrit alors :

$$I_{elec} = |E_{signal} - E_{ESA}|^2 \quad (2-18)$$

$$I_{elec} = |E_{signal}|^2 + |E_{ESA}|^2 + 2. |E_{signal}.E_{ESA}| \quad (2-19)$$

où  $E_{signal}$  le champ du signal,  $E_{ESA}$  le champ du bruit d'émission spontanée amplifiée. Cette détection quadratique fait apparaître des termes de battements entre le signal et le bruit  $|E_{signal} \cdot E_{ESA}|$ , et aussi entre le bruit et lui-même  $|E_{ESA}|^2$ . Ces termes de battements créent des fluctuations sur le signal qui perturbent la détection. Seuls les bruits de battement sont considérés dans la suite.

Le filtre passe bas électrique est de 50 GHz pour la détection d'un signal RZ 33% à 40 Gbit/s. Ce filtrage est réalisé suivant le principe décrit dans la section 2.3.2.1. La bande passante équivalente du récepteur est supposée être égale à la bande passante du filtre.

### 2.3.3 Validation du modèle numérique

L'objectif de ces simulations est de préparer les études numériques incluant des régénérateurs que nous présentons dans la suite du manuscrit. Nous cherchons par conséquent à réaliser des modélisations permettant de prédire au mieux la dégradation d'un signal pendant sa transmission et d'obtenir des résultats les plus proches possible de ceux obtenus expérimentalement.

Nous allons valider le modèle de l'émetteur, du récepteur et de la boucle à recirculation courte. Les paramètres généraux de simulation sont récapitulés dans le Tableau 2.1.

TABLE 2.1 – Paramètres de simulation numérique d'un système de transmission optique.

Débit de l'information	42,7 Gbit/s
Nombre d'échantillons par bit	64
Nombre de bits dans la séquence	1024

#### 2.3.3.1 Émetteur et récepteur

Lorsque le récepteur est placé derrière l'émetteur (configuration B2B). La Figure 2.20 représente la caractérisation expérimentale et numérique du TEB en fonction du rapport signal sur bruit optique mesuré sur 1 nm. Cette figure montre un bon accord entre les expériences et les simulations. Nous utilisons ces modules d'émission et de réception dans la suite pour valider le modèle de la boucle à recirculation courte.

#### 2.3.3.2 Validation de la boucle à recirculation courte

Après avoir validé le modèle de l'émetteur et du récepteur, nous validons le modèle de la boucle à recirculation. En effet, les études numériques présentées dans ce manuscrit considèrent principalement la cascabilité et la résistance aux bruits des régénérateurs. Par conséquent, la boucle à recirculation courte est un outil essentiel.

La figure 2.21 représente le schéma d'un modèle numérique de la boucle à recirculation courte. Dans la pratique, une boucle à recirculation courte nécessite une longueur minimale de fibre (une dizaine de kilomètres) pour la mesure de TEB. Dans le modèle numérique, cette fibre peut être négligée.

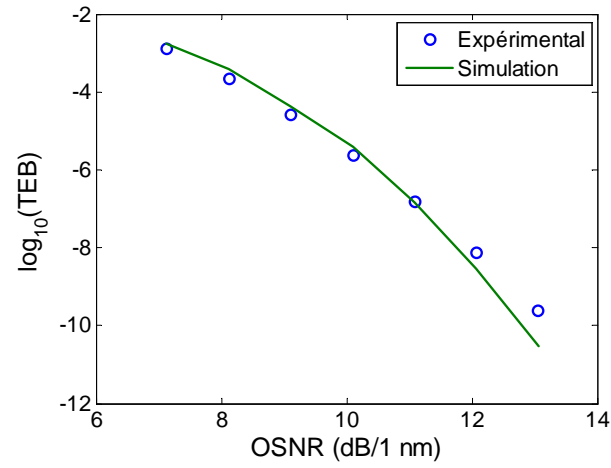


FIGURE 2.20 – Évolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique à 42,7 Gbit/s.

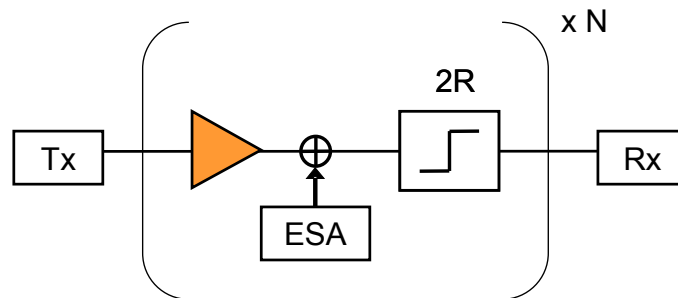


FIGURE 2.21 – Schéma d'un modèle numérique de la boucle à recirculation courte.

La figure 2.22 représente l'évolution de TEB en fonction du nombre de passages dans la boucle à recirculation courte pour différents OSNR au premier tour. Les courbes en marqueurs sont obtenues avec l'expérience et les courbes en trait plein sont obtenues avec la simulation. Les courbes expérimentales et de simulations sont relativement en bon accord. Cette boucle à recirculation sera utilisée par la suite pour les études numériques à 42,7 Gbit/s.

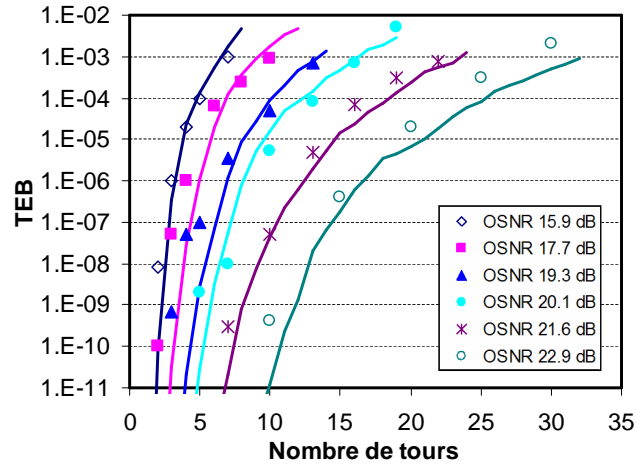


FIGURE 2.22 – Évolutions numériques (lignes continues) et expérimentales (symboles) du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de tours dans la boucle courte pour différentes valeurs d'OSNR au premier tour.

## 2.4 Conclusion du chapitre

Nous avons présenté dans ce chapitre les outils permettant d'évaluer l'efficacité d'un régénérateur. La configuration « back-to-back » qui permet de caractériser la fonction de transmission et les pénalités introduites par le régénérateur est une étape primordiale pour déterminer le potentiel d'un dispositif. Cependant, cette technique de mesure est insuffisante pour évaluer la capacité d'un régénérateur à améliorer la performance d'une transmission quand il est cascadié plusieurs fois.

La boucle à recirculation dont la distance de transmission entre régénérateurs est de quelques centaines de kilomètres est alors la meilleure façon pour caractériser un régénérateur. Néanmoins l'expérience avec une boucle à recirculation est plus difficile à réaliser due aux effets de propagation (les effets non-linéaires, la dispersion chromatique, la PMD, etc.).

La boucle à recirculation courte consistant en quelques dizaines de kilomètres de fibre va permettre une caractérisation des régénérateurs quand les performances de transmission sont essentiellement limitées par l'accumulation d'émission spontanée amplifiée. Cette technique permet une évaluation de la résistance au bruit du régénérateur et donne également des indications sur le gain système apporté par le régénérateur. Par conséquent, cette boucle

à recirculation courte est un outil très utile pour évaluer le bilan d'une liaison régénérée optiquement.

Les outils numériques utilisés pendant ces travaux de thèse ont ensuite été présentés. J'ai développé sous MATLAB une modélisation complète d'un système de transmission optique. Cet outil de modélisation sera utilisé dans la suite du manuscrit pour évaluer les performances systèmes des différents dispositifs étudiés dans cette thèse.

## Chapitre 3

# Étude d'un dispositif tout-optique de régénération 2R compatible avec un système de transmission multiplexé en longueur d'onde

### 3.1 Introduction

L'absorbant saturable en microcavité (AS) est un composant dont l'absorption diminue lorsque la puissance optique en entrée augmente. La Figure 3.1 illustre la fonction de transmission d'un AS définie comme la transmission du composant en fonction de la puissance incidente. Lorsque la puissance optique est inférieure à une certaine puissance de saturation ( $P_{sat}$ ), l'absorption du composant est grande, le composant est donc opaque au signal. Au dessus de cette puissance  $P_{sat}$ , l'absorption du composant diminue rapidement.

Pour une meilleure compréhension, nous allons par la suite décrire les phénomènes physiques mis en jeu pour obtenir ce type de fonction de transfert. Cette saturation de l'absorption peut s'expliquer à l'aide de deux phénomènes qui sont le remplissage des bandes et l'écrantage des excitons. Lorsqu'un semi-conducteur est excité par une onde électromagnétique monochromatique dont l'énergie est équivalente à sa bande interdite, des paires électron-trou sont alors créées. Si l'intensité de cette onde est assez élevée pour générer suffisamment de porteurs et remplir les états d'énergie dans les bandes de conduction et de valence, le coefficient d'absorption du milieu diminue jusqu'à la transparence. La saturation d'absorption est également liée à l'écrantage des excitons dans le cas d'une structure à multiples puits quantiques, l'absorption excitonique devient alors plus faible en présence de forte densité de porteurs [76].

La durée de vie de l'exciton peut être inférieure à la picoseconde. Toutefois, le temps de relaxation de l'absorption d'un AS est régi par le temps de recombinaison des porteurs

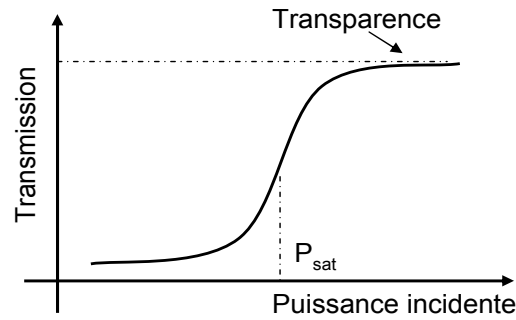


FIGURE 3.1 – Illustration de la fonction de transfert d'un absorbant saturable.

dans le milieu semi-conducteur qui est de l'ordre de quelques nanosecondes [76]. Pour la construction de dispositifs optiques ultrarapides pour les systèmes de télécommunications, il est donc primordial de réduire ce temps de recombinaison. Parmi les techniques étudiées, une approche prometteuse consiste à introduire des centres de recombinaison et de capture dans la structure avec les neutrons [77] ou ions [78]. Le bombardement de proton a été utilisé par Y. SILBERBERG et son équipe en 1985 [78] pour réduire la réponse de l'AS dans GaAs/AlGaAs jusqu'à 150 ps, sans dégradation des propriétés excitoniques. Récemment, la technique d'irradiation par des ions (léger :  $H^+$  ou lourd :  $Ni^{6+}$ ) a permis de réduire le temps de réponse de l'AS jusqu'à quelques picosecondes [79]. Une autre technique consistant à doper Fer a été également proposée, ce qui permet de réduire le temps de réponse jusqu'à 290 fs [80]. Les potentiels de ces composants ont été testés à 10 Gbit/s [81], et puis à 160 Gbit/s [82].

Cette non-linéarité de l'AS est une fonction très intéressante pour les systèmes de transmission. En effet, l'AS peut réduire les niveaux de faible puissance (dégradation du taux d'extinction lié aux phénomènes de transmission) puisqu'ils vont subir plus d'atténuation que les niveaux de fortes puissance.

Nous rappelons que l'AS seul ne permet qu'une augmentation du taux d'extinction du signal, et non une régénération 2R complète. En effet, plus l'intensité d'une impulsion est forte, plus elle est transmise par le composant. Par conséquent, les fluctuations sur les niveaux hauts de puissance vont être amplifiées après le passage par l'AS. Pour une régénération complète du signal et en particulier pour réduire les fluctuations d'amplitude sur les niveaux hauts, il faut nécessairement associer une fonction de limiteur de puissance.

Plusieurs techniques de régénération à base d'AS ont été développées. Une des premières propositions a été d'associer à l'AS la technique de filtrage guidant dans un système de transmission solitonique géré en dispersion. Cette technique a été théoriquement proposée par [83, 84] et expérimentalement démontrée à 10, 12,5 et 15 Gbit/s par [85] permettant d'obtenir un produit débit-distance jusqu'à 15 Gbit/s x 25 000 km. Une technique de régénération 2R tout-optique à base d'AS et d'effets non-linéaires dans une fibre a été ensuite développée

[86] et expérimentalement démontrée à 40 Gbit/s monocanal avec un TEB inférieur à  $10^{-4}$  à 7 600 km [65].

De plus, il est possible d'exploiter l'ensemble de la surface du composant d'AS pour traiter plusieurs longueurs d'onde en parallèle. Une première démonstration expérimentale avec 4 canaux a été réalisée par A. Shen et son équipe, un contraste minimal de 6 dB est obtenu grâce à une mesure de type pompe-sonde (technique de mesure présentée dans la section 3.2.2.2) à 10 et 20 Gbit/s [87]. Enfin, des solutions compatibles avec un système WDM ont été proposées pour régénérer le signal optique à 10 Gbit/s, un facteur d'amélioration de distance de transmission minimum de 6,5 a été obtenu sur 13 nm [88].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les études menées sur un dispositif tout-optique de régénération 2R compatible avec une transmission WDM qui utilise un AS et des effets non-linéaires dans une fibre optique. La technique utilisée a déjà été étudiée dans de précédents travaux [86, 65], néanmoins mes travaux se sont focalisés sur la compatibilité d'un tel dispositif dans un système WDM.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons le premier module AS à 8 canaux qui a été réalisé au cours de cette thèse. Le principe et les caractérisations du dispositif sont présentés.

Une étude numérique fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre. Un modèle prenant en compte la saturation de l'absorption et le temps de réponse de l'AS a été mis en place. Les paramètres du régénérateur sont étudiés et optimisés. Nous étudions ensuite l'impact de la longueur d'onde du signal sur les performances du régénérateur afin de démontrer la compatibilité du dispositif avec un environnement WDM.

Pour finir, l'étude expérimentale du dispositif cascadié dans une ligne de transmission est présentée. La cascadabilité et l'accordabilité en longueur d'onde de ce module utilisé comme régénérateur 2R sont démontrées expérimentalement à 42,7 Gbit/s à l'aide d'une boucle à recirculation.

### 3.2 Description du module absorbant saturable en microcavité à 8 canaux

L'AS est une structure potentiellement compatible avec la régénération de signaux WDM. En effet, il est possible d'exploiter l'ensemble de la surface du composant AS pour traiter plusieurs longueurs d'onde en parallèle. Pour ce faire, les signaux WDM doivent être séparés spatialement à l'aide d'un démultiplexeur de longueur d'onde afin que chaque longueur d'onde soit traitée par des zones distinctes du composant (Figure 3.2). L'AS est donc un composant prometteur puisqu'il est passif, compact et bas coût pour la régénération 2R de signaux WDM.

Néanmoins, la solution de régénération à base d'AS doit être associée à un dispositif de contrôle des fluctuations sur les fortes puissances, qui quant à lui n'est pas nécessairement compatible avec une régénération de signaux WDM.



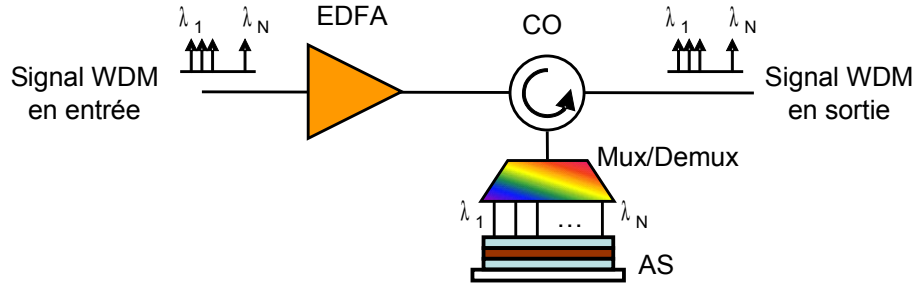


FIGURE 3.2 – Schéma d'illustration de l'absorbant saturable en configuration WDM.

Au cours de mes travaux de thèse, j'ai participé à la construction et aux caractérisations du premier module AS à 8 canaux dans le cadre du projet RNRT ASTERIX (clôturé en avril 2007). Ce module nous offre des possibilités pour la réalisation d'un régénérateur 2R opérationnel (qui ne nécessite pas d'optimisation de couplage et qui a de faibles pertes) compact, bas coût et compatible WDM. Les caractéristiques de ce module ont été validées ainsi que l'efficacité d'un régénérateur 2R tout-optique utilisant ce module AS à 8 canaux dans un système de transmission à 42,7 Gbit/s [70, 89].

Dans la suite, nous allons décrire la structure de l'AS et le montage du module à 8 canaux utilisé durant ces travaux de thèse.

### 3.2.1 Structure d'un absorbant saturable en microcavité

#### 3.2.1.1 La microcavité

L'AS est une structure à multiples puits quantiques (MPQ) implantée dans une microcavité (Figure 3.3). La cavité est de type Fabry-Pérot (FP) et la structure à MPQ est placée entre les deux miroirs. Le signal optique est donc injecté verticalement à la structure FP, et le signal réfléchi est récupéré du même côté.

La mise en microcavité d'un AS a plusieurs avantages. À la résonance, l'intensité intra-cavité est plus importante ce qui permet de minimiser la puissance optique incidente nécessaire pour saturer l'absorption des MPQ. Avec des signaux optiques à incidence normale sur la structure multicouche, le dispositif est insensible à la polarisation, ceci est une condition importante pour le traitement des signaux de télécommunications par fibres optiques. De plus, le contraste de la cavité, défini comme le rapport des réflectivités à forte excitation et à faible excitation, peut être élevé en utilisant les effets d'interférence pour supprimer le coefficient de réflexion à la résonance [90].

Cependant, la mise en cavité augmente l'échauffement du composant. En effet, le champ intra-cavité est maximal, l'échauffement devient plus important. Néanmoins, comme le composant est utilisé en réflexion, la face arrière du composant est disponible pour y placer un substrat qui permet d'évacuer la chaleur accumulée. L'utilisation d'un bon conducteur thermique (miroir métallique) comme miroir arrière (situé entre les MPQ et le substrat) limite

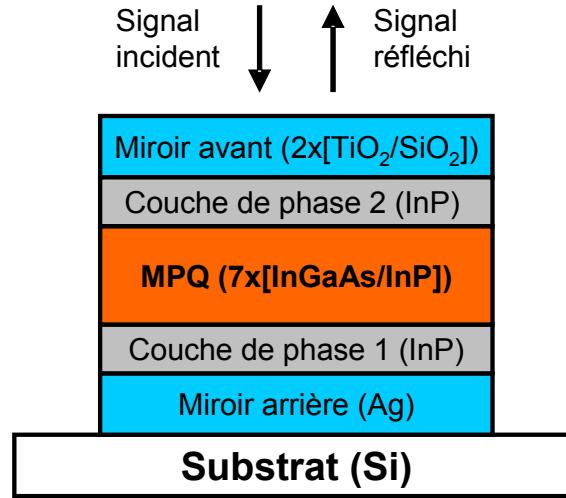


FIGURE 3.3 – Structure générale d'un absorbant saturable en microcavité verticale.

l'échauffement du composant.

### 3.2.1.2 Description de la structure étudiée

La structure d'AS que nous avons étudiée contient 7 puits quantiques d'InGaAs/InP implantés dans une microcavité. Les MPQ se trouvent aux maxima d'intensité de l'intracavité, nous obtenons ainsi un miroir non linéaire de faible réflectivité à petit signal et de haute réflectivité à fort signal. Le miroir arrière de la cavité est un miroir très réflectif (0,945 de réflectivité) et large bande à base de métal (Ag), le miroir avant est un miroir à multicouches diélectriques ( $2x[\text{TiO}_2/\text{SiO}_2]$ , 0,78 de réflectivité). Une irradiation du composant aux ions lourds ( $\text{Ni}^{6+}$ ) permet de diminuer le temps de relaxation des porteurs à 5 ps. Le Tableau 3.1 représente les paramètres principaux du composant d'AS utilisé. La structure a été fournie par Alcatel-Thalès 3-5 Lab (les MQW), Laboratoire de Photonique et de Nanostructures (la microcavité) et Institut d'Électronique Fondamentale (irradiation) dans le cadre du projet RNRT ASTERIX.

TABLE 3.1 – Paramètres du composant d'absorbant saturable.

Paramètres	AS
Puits quantiques	7x(InGaAs/InP)
Substrat	InP
Irradiation	12 MeV $\text{Ni}^{6+}$ ( $4.10^{11} \text{ cm}^{-2}$ )
Miroir avant	$2x[\text{TiO}_2/\text{SiO}_2]$
$R_f$	0,78
Miroir arrière	Ag
$R_b$	0,945
Temps de réponse	5 ps

### 3.2.1.3 Montage et caractérisation du module absorbant saturable

Pour le montage en module de l'AS, une barrette de fibres composée de 8 fibres monomodes standards micro-lentillées avec un espacement de  $250\ \mu\text{m}$  a été développée par la société YENISTA OPTICS (partenaire du projet RNRT ASTERIX). La barrette de fibres est amenée au contact de l'AS pour que la distance entre les fibres micro-lentillées et le miroir soit de l'ordre de  $10\ \mu\text{m}$  (distance de travail des fibres micro-lentillées). Les faisceaux sortant des fibres micro-lentillées ont typiquement un diamètre de mode d'environ  $4,5\ \mu\text{m}$  sur la surface du miroir (Figure 3.4). Les mesures statiques (pertes, spectres de résonance) ainsi que les mesures dynamiques sont réalisées pendant le montage pour assurer sur chaque canal un bon couplage entre chaque fibre et le miroir. La barrette est ensuite fixée sur le miroir grâce à une colle UV. Le faible diamètre de mode des fibres micro-lentillées permet de minimiser la puissance moyenne de seuil de saturation de l'absorption.

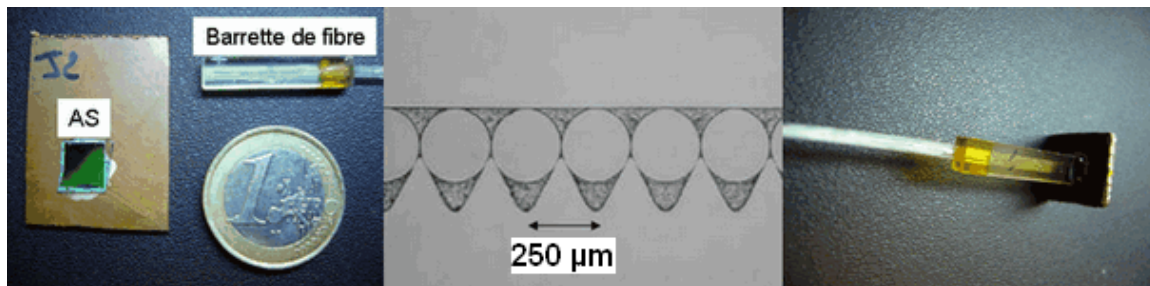


FIGURE 3.4 – Photographie du miroir d'AS et du module à 8 canaux avec une barrette de fibre.

## 3.2.2 Caractérisation du module absorbant saturable

### 3.2.2.1 Caractérisation statique

La réflectivité de l'AS dépend de la puissance optique instantanée et de la longueur d'onde du signal. La dépendance à la puissance optique incidente sera abordée dans la suite du manuscrit. Dans cette partie nous nous intéresserons à la dépendance à la longueur d'onde du signal de la réflectivité du composant. Cette dépendance nous informera sur la fenêtre spectrale de fonctionnement du composant.

Le spectre en réflectivité du composant dépend de l'énergie des liaisons excitoniques et de la cavité résonante. Le principe de mesure consiste à injecter un signal optique possédant une grande bande spectrale dans le composant et à comparer les spectres incidents et réfléchis. La mesure s'effectue à faible signal (en dessous de la saturation) pour connaître la longueur d'onde de résonance.

La Figure 3.5 représente le spectre en réflectivité de chaque canal du module AS à 8 canaux. Le creux du spectre correspond à l'efficacité maximale de résonance de la cavité. Les longueurs d'onde de résonance varient de  $1545\ \text{nm}$  à  $1548.6\ \text{nm}$  ce qui est tout à fait compatible avec la fenêtre spectrale des amplificateurs optiques à fibre dopées erbium. De

plus, une bande passante définie à -3 dB du minimum de puissance (puissance réfléchie deux fois plus grande par rapport au niveau de la résonance) est de 16,6 nm en moyenne sur tous les canaux. Ce premier résultat est encourageant pour un fonctionnement sur une large bande spectrale ce qui permettrait de traiter en parallèle plusieurs canaux WDM. Le Tableau 3.2 récapitule les pertes, la longueur d'onde de résonance et la bande passante pour chaque canal.

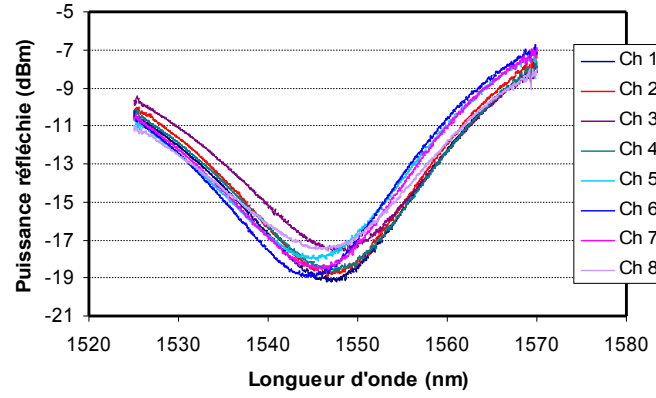


FIGURE 3.5 – Réflectivité de chaque canal du module absorbant saturable.

TABLE 3.2 – Caractérisation statique de chaque canal du module absorbant saturable à 8 canaux.

Canaux	1	2	3	4	5	6	7	8
Pertes (dB)	10,4	9,4	9,1	9,7	9,2	8,9	9,5	9,8
$\lambda$ résonance (nm)	1547,3	1547,5	1548,6	1547,6	1545,7	1545	1546,7	1548,6
BP (nm)	15,5	15,8	17,6	16,7	17,1	14,9	15,8	19,7

### 3.2.2.2 Amélioration du taux d'extinction

Par définition, le taux d'extinction d'un signal est le rapport entre la puissance optique moyenne des niveaux hauts et celle des niveaux bas. Nous définissons l'amélioration du taux d'extinction (ATex) comme le rapport entre le taux d'extinction en sortie sur celui en entrée de l'AS :

$$ATex = \frac{Tex_{out}}{Tex_{in}} = \frac{\frac{P_{out}^1}{P_{out}^0}}{\frac{P_{in}^1}{P_{in}^0}} \quad (3-1)$$

Avec  $Tex_{in/out}$  les taux d'extinction en entrée et en sortie de l'AS respectivement,  $P_{in/out}$  les puissances en entrée et en sortie du dispositif respectivement. Notons que les indices « 1 » et « 0 » représentent les niveaux hauts et niveaux bas de la puissance du signal et non la valeur binaire de l'information. En effet, considérer les valeurs binaires reviendrait à avoir déjà pris une décision.

Nous avons :

$$P_{out}^{1/0} = P_{in}^{1/0} \cdot R(P_{in}^{1/0}) \quad (3-2)$$

avec  $R$  la fonction de transmission (réflectivité) de l'AS.

En insérant l'équation 3-2 dans 3-1 nous obtenons :

$$ATex = \frac{R(P_{in}^1)}{R(P_{in}^0)} \quad (3-3)$$

Nous observons alors que dans la configuration d'automodulation, c'est-à-dire que le signal sature et subit le milieu, l'amélioration du taux d'extinction correspond au « Contraste » de l'AS défini comme le rapport des réflectivités à forte et faible intensité. Pour la configuration en modulation croisée, qui peut être appelée aussi pompe-sonde, nous allons évaluer l'évolution du taux d'extinction du signal de sonde en sortie de l'AS. Nous considérons la sonde comme un signal continu en entrée de l'AS ( $Tex_{in}=1$ ), et un signal de pompe présentant un taux d'extinction égal à  $P_1/P_0$ . Nous pouvons écrire :

$$P_{sonde-out}^{1/0} = P_{sonde-in} \cdot R(P_{pompe-in}^{1/0}) \quad (3-4)$$

$$ATex = \frac{Tex_{out}}{Tex_{in}} = \frac{\frac{P_{sonde-out}^1}{P_{sonde-out}^0}}{1} = \frac{R(P_{pompe-in}^1)}{R(P_{pompe-in}^0)} \quad (3-5)$$

Par conséquent, l'amélioration du taux d'extinction du signal par l'AS peut être mesurée directement en mesurant le taux d'extinction du signal de sonde en sortie. Le montage de type pompe-sonde est illustré dans la Figure 3.6. La pompe est un signal modulé en intensité, elle est amplifiée grâce à un amplificateur optique (EDFA) pour obtenir une puissance optique suffisante pour saturer l'absorption de l'AS. La sonde est issue d'un laser continu (CW) dont la longueur d'onde est centrée sur la résonance du composant. La puissance de la sonde doit être faible pour ne pas saturer l'AS. Les deux signaux sont mélangés grâce à un coupleur optique et injectés sur le composant par un circulateur optique (CO). Un filtre optique de type passe-bande permet d'extraire la sonde qui vient de subir la modulation d'absorption croisée dans l'AS et est ensuite envoyé vers les appareils de mesure.

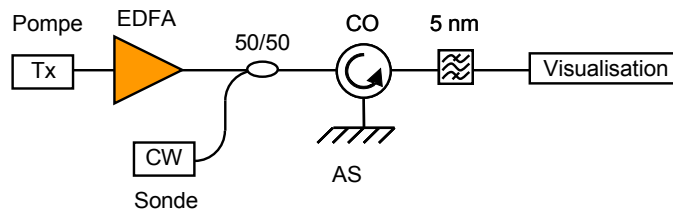


FIGURE 3.6 – Montage pompe-sonde.

Nous avons donc utilisé ce banc expérimental pour caractériser le module AS à 8 canaux. Le signal de pompe utilisé est un signal RZ 33% modulé à 42,7 Gbit/s avec une PRBS de

longueur  $2^7-1$  bits et une longueur d'onde de 1 532 nm. La sonde est issue d'un laser continu dont la longueur d'onde est ajustée à chaque mesure pour correspondre à la longueur d'onde où la réflectivité du canal du module AS à étudier est la plus faible. La Figure 3.7 représente l'évolution du contraste en fonction de la puissance moyenne de pompe pour chaque canal du module. Pour une puissance de pompe en entrée de 12 dBm, le contraste est de 5,5 dB en moyenne sur tous les 8 canaux du module avec une variance de 0,9 dB.

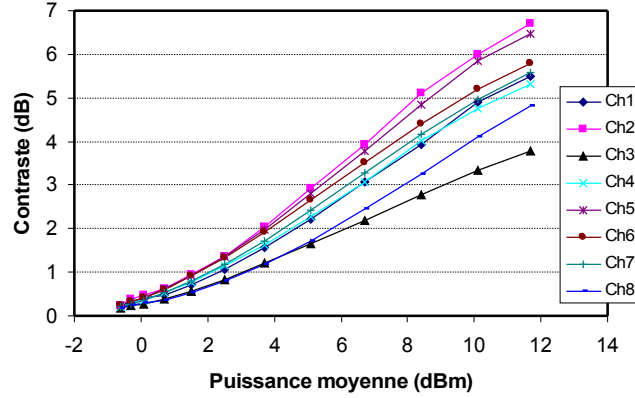


FIGURE 3.7 – Contraste expérimental du module AS en fonction de la puissance moyenne de pompe.

Les courbes de contraste en fonction de la longueur d'onde de sonde sont obtenues avec une puissance de pompe de 8 dBm (Figure 3.8). Nous observons que le module possède une bande spectrale de fonctionnement très large puisque le contraste est supérieur à 3 dB sur une bande de 18 nm (de 1 541 nm à 1 559 nm) et pour tous les canaux. Le module permet donc de couvrir la moitié de la bande spectrale des amplificateurs optiques (bande C) et est donc potentiellement un bon candidat pour la régénération simultanée de signaux WDM.

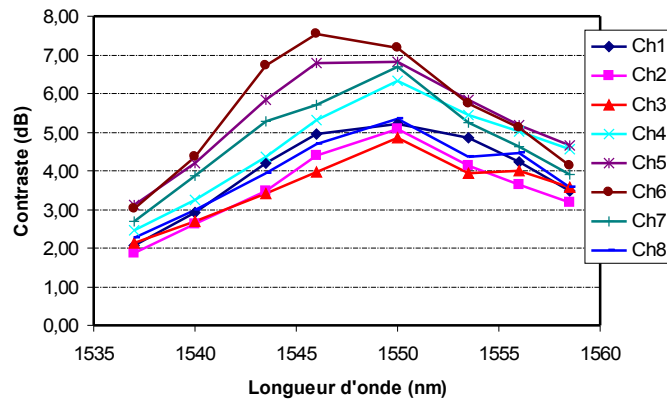


FIGURE 3.8 – Contraste expérimental du module AS en fonction de la longueur d'onde de la sonde.

### 3.2.2.3 Temps de réponse

Le module AS à 8 canaux présenté dans ces travaux de thèse est optimisé par la technique d'irradiation par ions lourds ( $\text{Ni}^{6+}$ ) qui permet de réduire le temps de réponse jusqu'à 5 ps (taux d'irradiation de  $4 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ ). Plus de détails sur la méthode de fabrication de ce composant peuvent être trouvés dans [91, 92].

Pour vérifier ce temps de réponse, nous avons utilisé le montage pompe-sonde décrit dans la Figure 3.6. Cependant, le signal de pompe est cette fois-ci issu d'un laser impulsif dont les impulsions présentent une largeur à mi-hauteur de l'ordre de 2 ps à une cadence de 10 GHz. Le signal de sonde en sortie de l'AS est observé à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage optique possédant une résolution temporelle de 1 ps. La Figure 3.9 représente l'évolution temporelle de la sonde en sortie obtenue par la modulation d'absorption croisée dans l'AS (canal 5 du module à 8 canaux). En comparant le temps de décroissance de l'intensité avec une exponentielle décroissante, nous retrouvons le temps de réponse de l'absorbant qui est de l'ordre de 5 ps.

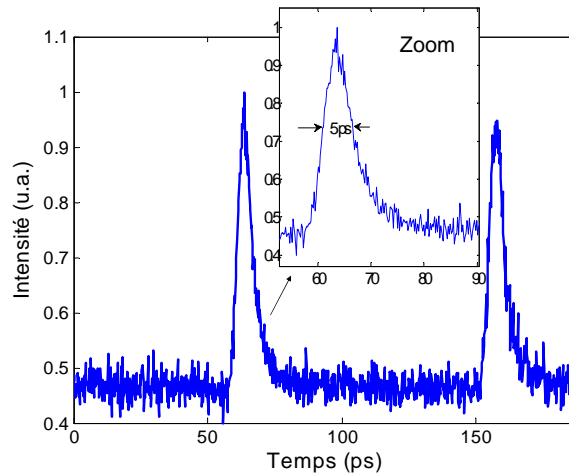


FIGURE 3.9 – Réponse impulsionnelle expérimentale de l'absorbant saturable à 8 canaux.

Par conséquent, nous pouvons conclure que le module AS présente les qualités requises (large bande spectrale de fonctionnement, contraste suffisant, temps de réponse adapté) pour réaliser de la régénération d'un signal optique à haut débit. Dans la section suivante, nous étudions le dispositif de régénération 2R à base d'AS.

### 3.2.3 Dispositif de régénération à base d'absorbant saturable et d'effets non-linéaires dans une fibre optique

Comme cela a été présenté dans l'introduction du chapitre, l'AS seul ne permet pas une régénération complète du signal puisqu'il ne réduit pas les fluctuations d'intensité présentes sur les fortes intensités (symboles « 1 »). Il faut donc une fonction de transmission non-linéaire complémentaire pour obtenir une régénération complète du signal. Pour ce faire,

trois techniques ont été proposées jusqu'à présent. La première qui consiste à utiliser les effets non-linéaires dans une fibre a été proposée dans [86] et démontrée expérimentalement dans [65].

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la Figure 3.10. Cela consiste à élargir le spectre optique des impulsions par un effet d'automodulation de phase dans une fibre optique. L'élargissement spectral non-linéaire est alors proportionnel à l'intensité du signal. Par conséquent dans le cas de signaux de type Retour à Zéro (RZ), c'est-à-dire impulsionnel, plus l'impulsion est puissante plus son spectre sera élargi par SPM. Un filtrage optique, possédant une largeur spectrale laissant passer les impulsions de faible intensité sans perte, en sortie de la fibre non-linéaire inflige plus de pertes aux impulsions les plus puissantes dont le spectre est plus large. Ce dispositif conduit ainsi au contrôle des fluctuations d'intensité des symboles « 1 ».

L'avantage de cette technique est de pouvoir fonctionner à très haut débit puisque le temps de réponse de l'effet Kerr est de l'ordre de la femtoseconde. Cependant, elle impose de travailler avec des niveaux de puissances optiques élevés en entrée de fibre pour créer suffisamment d'effets non-linéaires (typiquement 18 dBm en moyenne par canal à 40 Gbit/s). D'autre part, la modulation de phase croisée (XPM pour Cross-Phase Modulation) rend difficile l'utilisation d'un même tronçon de fibre non-linéaire pour deux canaux adjacents, ceci multiplie le nombre de tronçons de fibres nécessaires.

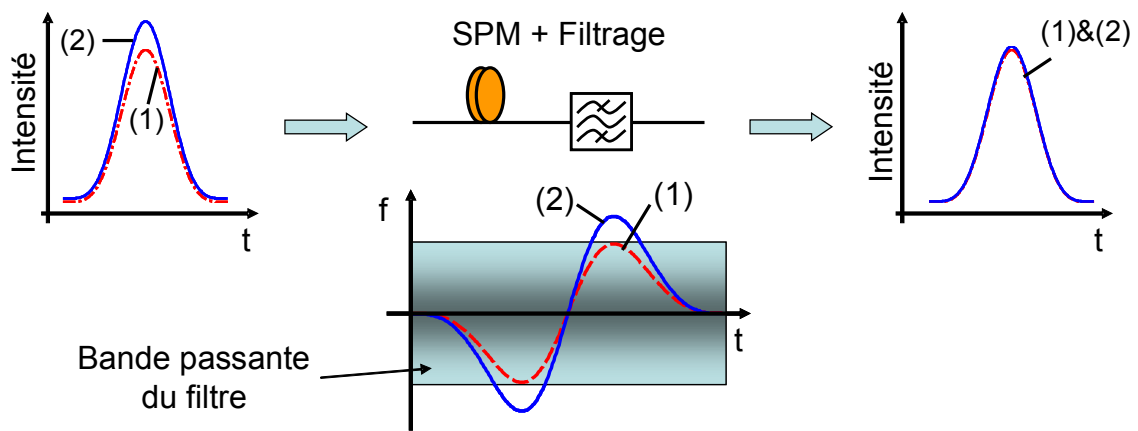


FIGURE 3.10 – Schéma du régénérateur à base de l'absorbant saturable et d'effets non-linéaires dans la fibre.

La deuxième technique consiste à utiliser l'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA) qui présente une saturation du gain à forte puissance optique. Le régénérateur 2R tout-optique à base d'AS suivi par un SOA a été proposé par Mathilde GAY et son équipe [66, 14]. L'efficacité de cette technique a été démontrée à un débit de 10 Gbit/s. L'avantage de cette technique est sa capacité d'intégration pour une solution compacte et compatible WDM. En effet, il est aujourd'hui possible de trouver un composant sur lequel plusieurs SOA sont intégrés [93]. Néanmoins, le temps de réponse de l'ordre de quelques dizaines de



picosecondes est le principal facteur limitant pour un fonctionnement à un débit supérieur à 10 Gbit/s.

La troisième technique est d'utiliser l'AS de nouvelle génération présentant une saturation de la transmission à forte puissance optique. Cette technique est développée dans mes travaux de thèse et sera abordée dans le prochain chapitre.

Pour démontrer une régénération à un débit de 40 Gbit/s avec le module AS, nous nous sommes donc naturellement orientés vers la technique utilisant les effets non-linéaire dans une fibre pour réaliser la fonction de limiteur de puissance.

Dans les prochaines sections, nous allons présenter les travaux numériques et expérimentaux obtenus avec la technique à base de la fibre optique pour réduire les fluctuations d'intensité sur les niveaux hauts. Son principe de fonctionnement sera approfondi et nous définissons pour la première fois une méthode simple pour optimiser les paramètres de fonctionnement de cette technique.

### 3.3 Étude numérique

Dans cette étude numérique, nous allons dans un premier temps établir un modèle de l'AS. Ensuite, nous établissons pour la première fois une règle simple pour optimiser le point de fonctionnement du limiteur de puissance (la longueur de la fibre, la puissance à injecter dans la fibre, et la largeur spectrale du filtre). Enfin, la compatibilité en environnement WDM du régénérateur (AS et limiteur de puissance) est numériquement étudiée.

#### 3.3.1 Modèle de l'absorbant saturable

L'objectif de cette section est d'établir un modèle numérique de l'AS. Pour limiter le temps de calcul, dans le cas d'une transmission optique régénérée, nous n'utiliserons pas un modèle complet de l'AS qui prend en compte tous les phénomènes physiques du composant, mais un modèle dit phénoménologique qui permet de simuler la fonction de transmission indépendamment de la technologie de fabrication du composant. Notre modèle est basé principalement sur le modèle d'absorption saturable à deux niveaux [94] et la résolution de l'équation différentielle de la densité de porteurs proposé par A.A.M. Saleh [95, 96].

##### 3.3.1.1 Modèle à deux niveaux

Dans le modèle à deux niveaux, on suppose que l'absorption près de l'énergie du gap dépend uniquement de la densité des porteurs  $N$ . Les effets excitoniques sont négligés. Le coefficient d'absorption s'écrit :

$$\alpha = \alpha_0 \left( 1 - \frac{N}{N_t} \right) \quad (3-6)$$

Avec  $\alpha_0$  l'absorption à petit signal, et  $N_t$  la densité de porteurs à la transparence. Dans ce modèle, on ne prend pas en compte la résonance de la microcavité et nous considérons que tous les paramètres sont indépendants de la longueur d'onde. L'évolution de la densité des

porteurs en fonction de l'intensité du signal en entrée est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dN}{dt} = \frac{\alpha(N)P(t)}{h\nu A_A} - \frac{N}{\tau} \quad (3-7)$$

$A_A$  la section effective d'absorption,  $P(t)$  la puissance optique incidente,  $\tau$  le temps de recombinaison.

On peut en déduire l'équation simple de l'évolution du coefficient d'absorption en fonction du temps et de la puissance optique incident :

$$-\frac{d\alpha(P,t)}{dt} = \frac{\alpha(P,t)P(t)}{\tau P_{sat}} - \frac{\alpha_0 - \alpha(P,t)}{\tau} \quad (3-8)$$

Avec :

$$P_{sat} = \frac{N_t h\nu}{\alpha_0 \tau} A_A \quad (3-9)$$

### 3.3.1.2 Régime stationnaire

Si nous considérons que l'excitation est continue, le champ électromagnétique en entrée peut être modulé en phase ou en fréquence, mais son amplitude reste constante. Le milieu atteint donc un régime stationnaire :

$$\frac{d\alpha(P,t)}{dt} = 0 \quad (3-10)$$

Le coefficient d'absorption dans le régime stationnaire devient :

$$\bar{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + \frac{\bar{P}}{P_{sat}}} \quad (3-11)$$

Avec  $\bar{P}$  la puissance optique moyenne en entrée.

### 3.3.1.3 Régime dynamique

Nous allons maintenant considérer un signal optique dont l'information à transmettre est portée par l'intensité et de type RZ. La puissance optique incidente est par conséquent une fonction du temps.

La relation du coefficient d'absorption  $\alpha(P,t)$  écrite ci-dessus (équation 3-8) est une équation différentielle simple du premier ordre. Cette équation peut être résolue numériquement avec la méthode d'Euler qui consiste à utiliser l'approximation simple de la dérivée qui s'écrit :

$$u'(x_i) = \frac{u(x_{i+1}) - u(x_i)}{x_{i+1} - x_i} \quad (3-12)$$

Néanmoins, cette méthode demande un temps de calcul assez important pour que le résultat converge vers la solution correcte acceptable.

Dans ces travaux, nous utilisons une méthode proposée par A.A.M. Saleh qui consiste à considérer le coefficient d'absorption comme le résultat d'un simple filtre RC de type passe-bas. En effet, l'évolution du coefficient d'absorption en fonction du temps et de la puissance optique incident peut s'écrire sous la forme :

$$\left(1 + \tau \frac{d}{dt}\right) (\alpha_0 - \alpha) = \alpha \frac{P}{P_{sat}} \quad (3-13)$$

Le terme  $\Delta\alpha = \alpha_0 - \alpha$  peut être considéré comme le résultat d'un filtre passe bas avec une constante de temps  $\tau$  ou bien avec une fonction de transfert de  $1/(1 + i\omega\tau)$ , et le signal en entrée  $\alpha P/P_{sat}$ .

Dans le domaine temporel, la réponse impulsionnelle de ce filtre est :

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (3-14)$$

Nous avons finalement, le champ optique en sortie de l'AS :

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp\left(-\frac{\alpha d}{2}\right) = E_{in}(t) \exp\left(-\frac{\alpha_0 d}{2}\right) \exp\left(\frac{\Delta\alpha d}{2}\right) \quad (3-15)$$

avec  $d$  l'épaisseur totale des couches actives de l'AS. En posant  $A = \alpha_0 d$  et en considérant l'approximation :

$$\Delta\alpha \approx \bar{\alpha} \frac{P(t)}{P_{sat}} \otimes h(t) \quad (3-16)$$

Avec  $\bar{\alpha}$  le coefficient d'absorption en régime stationnaire.

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp\left(-\frac{A}{2}\right) \exp\left(\frac{A}{2\left(1 + \frac{\bar{P}}{P_{sat}}\right)} \frac{P(t)}{P_{sat}} \otimes h(t)\right) \quad (3-17)$$

### 3.3.1.4 Validation du modèle numérique avec les résultats expérimentaux

À partir de ce formalisme, nous avons ajusté les paramètres  $A$ ,  $\tau$  et  $P_{sat}$  pour obtenir des résultats avec un modèle numérique qui soient très proches des mesures expérimentales.

Dans un premier temps, nous traçons l'évolution du contraste en fonction de la puissance moyenne incidente de la pompe, et nous la comparons à la mesure expérimentale. Pour ce faire, nous utilisons le module d'émission écrit sous MATLAB (chapitre 2) pour créer numériquement un signal RZ 33% à 42,7 Gbit/s. Nous calculons ensuite le contraste de la sonde en fonction de la puissance incidente.

La Figure 3.11 représente le contraste obtenu avec le modèle numérique ainsi que les mesures expérimentales. Le résultat numérique est obtenu avec les paramètres présentés dans le Tableau 3.3. Nous constatons que le modèle s'applique bien jusqu'à 9 dBm ou à un contraste de 5 dB maximum. Au-delà de cette valeur, les caractéristiques de l'AS sont changées dus aux effets thermiques [82]. En effet, la microcavité de l'AS est optimisée afin d'obtenir la longueur d'onde de résonance correspondant à la longueur d'onde d'absorption excitonique. En présence de l'effet thermique, la bande d'absorption des puits quantique est décalée (vers

TABLE 3.3 – Valeurs numériques pour simuler le canal 5 du module d'AS à 8 canaux

Paramètre	Valeur
A	2
$P_{sat}$	24 mW
$\tau$	5 ps

les grandes longueurs d'onde lorsque la température augmente), cette accord est détruit, ce qui diminue le contraste de l'AS. La Figure 3.12 représente les résultats expérimental et numérique de l'évolution temporelle de la puissance de sonde normalisée pour un contraste de l'ordre de 3 dB. La courbe expérimentale est obtenue avec le montage pompe-sonde décrit précédemment, avec le signal de pompe qui est issue d'un laser impulsif dont les impulsions sont de l'ordre de 2 ps émises à une cadence de 10 Gbit/s. Le signal de sonde en sortie du module AS est analysé à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage optique qui possède une résolution temporelle de 1 ps. Nous constatons un bon accord entre l'évolution temporelle obtenue avec le modèle et la mesure expérimentale ce qui nous permet de valider les paramètres du modèle numérique pour la suite.

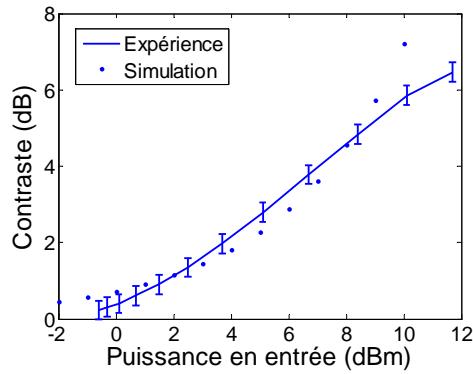


FIGURE 3.11 – Évolution expérimentale et numérique du contraste avec la puissance moyenne.

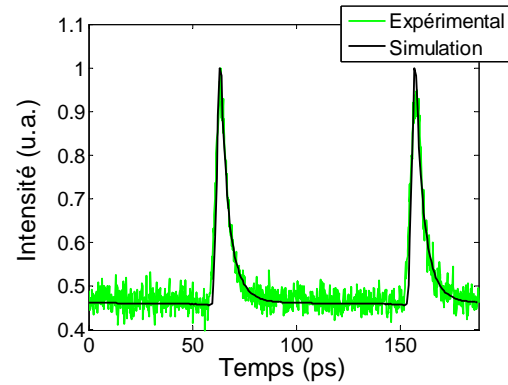


FIGURE 3.12 – Réponse impulsionnelle expérimentale et numérique de l'absorbant saturable pour un contraste de l'ordre de 3 dB.

### 3.3.2 Optimisation des paramètres du limiteur de puissance

Cette étude a pour but d'optimiser des paramètres du régénérateur pour un système de transmission de format RZ 33% à 42,7 Gbit/s. Dans un premier temps, nous allons étudier la fonction de limiteur de puissance. Nous allons déterminer le point de fonctionnement optimal de cette fonction (la longueur de la fibre de conversion non-linéaire, la puissance à injecter dans la fibre, et la largeur spectrale du filtre) et puis l'utiliser comme la fonction complémentaire pour étudier notre module AS.

### 3.3.2.1 Estimation théorique

Comme nous l'avons introduit dans la section 3.2.3, cette fonction consiste à limiter les fluctuations de forte intensité grâce à un élargissement spectral des impulsions par effet d'automodulation de phase (SPM) dans une fibre optique et un filtrage optique approprié. En effet, plus l'impulsion est puissante plus son spectre est élargi par SPM dans la fibre. Le filtrage discriminant en sortie de la fibre optique permet d'introduire plus de pertes aux impulsions les plus puissantes qui possèdent un spectre plus large que les impulsions de faible puissance. Ce filtrage discriminant permet donc de réduire les fluctuations de forte intensité.

Pour optimiser les paramètres de cette fonction, nous considérons la régénération d'une impulsion gaussienne qui le traverse. L'équation 3-18 représente l'évolution temporelle de notre impulsion gaussienne :

$$I(t) = I_0 \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right) \quad (3-18)$$

où  $I_0$  est l'intensité maximale,  $t$  est le temps, et  $\tau$  est la durée de l'impulsion qui, pour une impulsion gaussienne, est reliée à la largeur à mi-hauteur (FWHM pour *Full Width at Half Maximum*) par la relation :

$$\tau = \frac{1}{(2\sqrt{\ln(2)})} \cdot FWHM \quad (3-19)$$

Nous injectons ensuite cette impulsion dans une fibre optique avec suffisamment de puissance pour générer de l'effet Kerr optique. L'effet Kerr induit un changement de l'indice de dispersion en fonction de l'intensité. Cette variation provoque une variation de phase instantanée de l'impulsion et donc un décalage en fréquence instantanée de l'impulsion (Figure 3.13(a)) :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = f_0 - \frac{L_{eff}}{\lambda_0} \cdot \frac{dn(I)}{dt} \quad (3-20)$$

où  $f(t)$  la fréquence instantanée,  $f_0$  et  $\lambda_0$  la fréquence et la longueur d'onde de la porteuse,  $\phi(t)$  la phase instantanée,  $n_2$  le coefficient de l'effet Kerr,  $L_{eff}$  la longueur effective définie par  $L_{eff} = 1/\alpha \cdot [1 - \exp(-\alpha L)]$ ,  $L$  la longueur de la fibre,  $\alpha$  le coefficient d'atténuation de la fibre. Le décalage spectral dû à cet effet est alors :

$$\Delta f(t) = \frac{\gamma P_0 L_{eff}}{\pi \tau^2} \cdot t \cdot \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right) \quad (3-21)$$

où  $\gamma$  le coefficient non-linéaire  $\gamma = (2\pi n_2)/(\lambda_0 A_{eff})$ ,  $P_0$  la puissance maximale de l'impulsion. Pour une fibre NZ DSF, avec les valeurs typiques du coefficient de l'effet Kerr  $n_2 = 2,7 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2/\text{W}$ , de l'aire effective de la fibre de  $A_{eff} = 53 \text{ } \mu\text{m}^2$ , et de la longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$ , nous avons  $\gamma = 2,1 \text{ rad/W/km}$ .

Pour une impulsion gaussienne, ce décalage spectral atteint une valeur maximale à  $t = \pm\tau/\sqrt{2}$ .

$$\Delta f_{max} = \frac{\gamma P_0 L_{eff}}{\pi\tau} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2}\right) \quad (3-22)$$

Ce décalage spectral maximal est alors proportionnel à la puissance pic de l'impulsion. Lorsque la puissance  $P_0$  est faible, le décalage spectral créé par le SPM ne dépasse pas la bande passante du filtre, l'impulsion est alors transmise par le filtre. Lorsque la puissance  $P_0$  est importante, le décalage spectral créé par le SPM dépasse la bande passante du filtre. Elle est donc partiellement atténuée par le filtre. Plus l'impulsion est puissante plus son spectre est élargi, et plus elle est atténuée par le filtre. La fonction de transmission (puissance en sortie en fonction de la puissance en entrée) de ce limiteur de puissance est alors divisée en une zone linéaire et une autre non-linéaire (Figure 3.13(b)). Ces deux zones sont séparées par une puissance  $P_{sat}$  qui satisfait la relation :

$$\Delta f_{max} \parallel_{P_0=P_{sat}} = \frac{\Delta F}{2} \quad (3-23)$$

où  $\Delta F$  est la bande passante du filtre. Pour une estimation de la puissance optimale  $P_{sat}$  et la longueur optimale de la fibre  $L$ , nous prenons dans un premier temps :

$$\Delta f_{max} \parallel_{P_0=P_{sat}} = B \quad (3-24)$$

où  $B$  la largeur spectrale de l'impulsion.

Nous obtenons alors une première relation entre les paramètres à trouver ( $P_{sat}$  et  $L$ ) :

$$\frac{\gamma P_{sat} L_{eff}}{\pi} = \tau B \sqrt{2} \exp\left(\frac{1}{2}\right) \quad (3-25)$$

Néanmoins, cette condition seule ne permet pas un fonctionnement optimal lorsque plusieurs régénérateurs sont mis en cascade. En effet, le chirp non-linéaire créé par le SPM dans la fibre se cumule lorsque le signal passe plusieurs fois dans ce type de régénérateur, ce qui conduit à une dégradation rapide du signal. Pour que le chirp du signal en sortie de la fibre soit minimal, il doit être compensé par la dispersion chromatique (DC) de la fibre. Autrement dit, le régime soliton doit être instauré.

Par conséquent, pour une impulsion gaussienne sans chirp, le produit de la largeur temporelle et de la largeur spectrale est constant  $FWHM.B = 0,441$ . La condition 3-25 devient :

$$P_{sat} L_{eff} = \frac{\pi\tau B \sqrt{2}}{\gamma} \exp\left(\frac{1}{2}\right) = const \quad (3-26)$$

Nous traçons cette relation 3-26 pour différents types de fibres (différents coefficient non-linéaires) dans la Figure 3.14.

À partir de cette relation, nous observons que pour un fort coefficient non-linéaire  $\gamma$ , nous pouvons réduire la longueur de la fibre ainsi que la puissance nécessaire en entrée. Pour le même coefficient non-linéaire, plus la longueur de fibre est longue, moins la puissance nécessaire est forte.

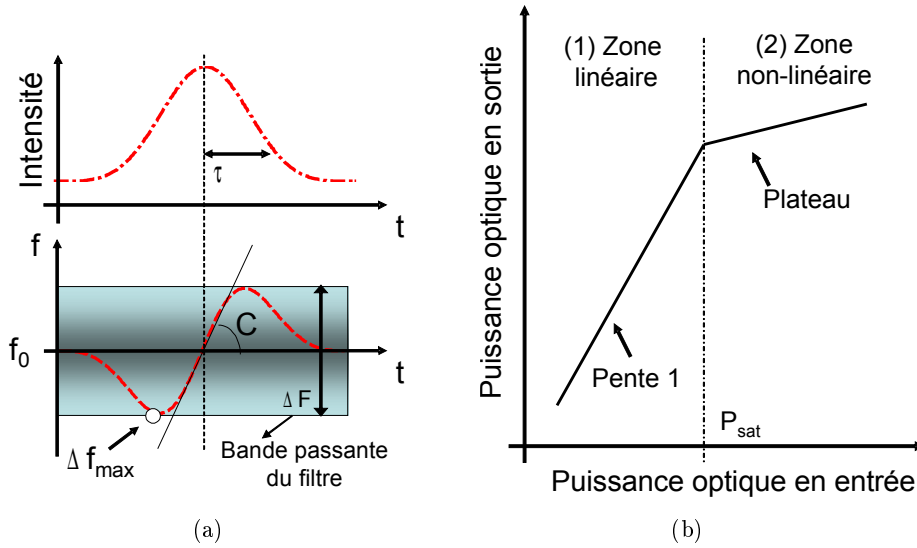


FIGURE 3.13 – Déphasage non-linéaire d'une impulsion gaussienne après le passage par la fibre (a) et fonction de transmission du limiteur de puissance (b)

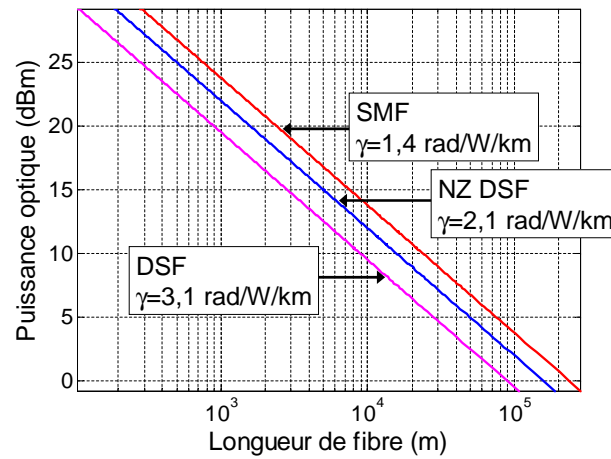


FIGURE 3.14 – Relation entre la longueur de la fibre et la puissance optique optimale pour différents types de fibre.

De plus, avec une DC donnée, et pour chaque valeur de puissance optique à l'entrée, nous pouvons calculer la longueur optimale pour que l'impulsion soit plus courte (minimum de chirp) grâce à l'équation de Schrödinger non-linéaire. Néanmoins, pour simplifier l'étude, nous considérons que le chirp introduit par le SPM pour la portion centrale de l'impulsion gaussienne (entre  $t = \pm\tau/\sqrt{2}$ ) est linéaire (Figure 3.13(a)) :

$$f(t) = f_0 + \frac{C}{\tau^2} \cdot t \quad (3-27)$$

Le paramètre de chirp pour  $P_0 = P_{sat}$  est alors :

$$C = \tau^2 \frac{df}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{\gamma P_{sat} L_{eff}}{\pi} \quad (3-28)$$

À partir des équations 3-25 et 3-28, nous obtenons :

$$C = \tau B \sqrt{2} \exp\left(\frac{1}{2}\right) \quad (3-29)$$

Lorsqu'une impulsion gaussienne chirpée négative (C positif) se propage dans une fibre de dispersion anormale (la DC positive), elle est tout d'abord compressée jusqu'à une largeur minimale. La longueur de fibre correspondante peut être calculée via la relation [97] :

$$L_{min} = \frac{C}{1 + C^2} L_D \quad (3-30)$$

qui montre que la longueur optimale de la fibre ne dépend que des propriétés du signal à régénérer et de la DC. En remplaçant cette longueur de fibre dans l'équation 3-26 nous trouvons la puissance  $P_{sat}$  nécessaire pour le fonctionnement du limiteur de puissance :

$$P_{sat} = \frac{\pi}{\gamma L_{eff}} \cdot C \quad (3-31)$$

À partir des équations analytiques 3-30 et 3-31, nous trouvons les longueurs ainsi que la puissance pour obtenir la fonction de limiteur de puissance optimale. Nous calculons pour plusieurs types de fibre. Les caractéristiques des fibres et les résultats sont récapitulés dans le Tableau 3.4 et sur la Figure 3.15, notons que la puissance moyenne de notre signal est à 1/6 ème de la puissance crête des impulsions (probabilité d'apparition des impulsions est de 50%, et la durée des impulsions est de 1/3 le temps bit).

Nous constatons que la NZ DSF est la fibre la plus adaptée pour cette application avec une longueur optimale de quelques kilomètres et une puissance nécessaire acceptable. Pour la SMF, une courte longueur de fibre est demandée (0,48 km), néanmoins, la puissance optique nécessaire est très élevée (26,8 dBm). Contrairement à la fibre DSF possédant une faible DC, le fonctionnement du limiteur de puissance nécessite une faible puissance optique (1,1 dBm) mais une très grande longueur de fibre (81 km).

Cette étude analytique a pour but de définir la longueur optimale ainsi que la puissance optique nécessaire à l'entrée de la fibre. Nous avons montré que pour un fonctionnement



TABLE 3.4 – Paramètres théoriques estimés par le modèle analytique pour différents types de fibre.

Type de fibre	SMF	NZ DSF 1	NZ DSF 2	DSF
Atténuation (dB/km)	0,2	0,2	0,2	0,2
Coefficient non-linéaire (rad/W/km)	1,4	2,1	2,1	3,1
Dispersion chromatique (ps/nm/km)	16,7	4,2	1	0,1
Longueur (km)	0,48	1,9	8,1	81
Puissance moyenne (dBm)	26,8	19,1	12,9	1,1

correct du dispositif, deux conditions doivent être satisfaites : (1) avoir un « plateau » (équation 3-25) et (2) le régime soliton du signal doit être instauré pour limiter l'accumulation de chirp non-linéaire. À partir de cette conclusion, en simplifiant l'étude, nous avons utilisé une approximation linéaire pour le chirp du signal pour déterminer la longueur optimale de la fibre. Après avoir trouvé la longueur de la fibre, la puissance optique nécessaire est calculée pour obtenir une fonction discriminante en puissance. Les résultats obtenus sont approximatifs et permettent d'avoir un ordre de grandeur pour les paramètres à trouver. Une étude numérique doit être réalisée ensuite pour assurer le fonctionnement optimal du dispositif.

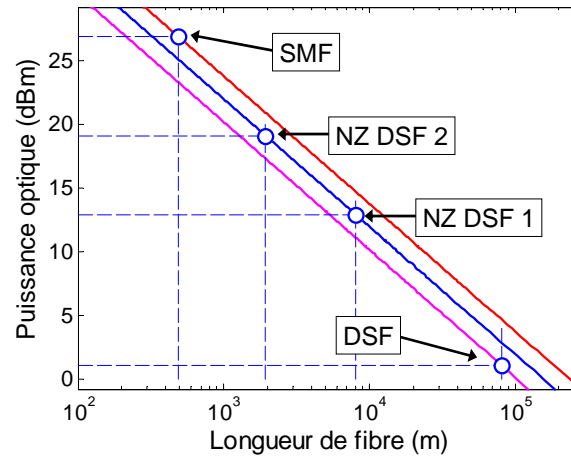


FIGURE 3.15 – Point de fonctionnement optimal pour chaque type de fibre présenté dans le Tableau 3.4.

### 3.3.2.2 Fonction de transmission en simple passage

Nous allons maintenant étudier numériquement la fonction de transmission du limiteur de puissance. Les simulations sont réalisées avec le modèle sous MATLAB (présenté dans le chapitre 2). Le signal optique à régénérer est modulé à 42,7 Gbit/s avec le format RZ 33%, et à une longueur d'onde de 1550 nm. Les impulsions du signal sont alors très proches de gaussiennes possédant des largeurs à mi-hauteur de 8 ps ( $\tau=4,8$  ps). L'échantillonnage est

réalisé avec 128 points/bit et une séquence de 512 bits avec une séquence PRBS de 127 bits.

Les fibres optiques considérées sont NZ DSF 1 et NZ DSF 2 présentées dans le Tableau 3.4. Les deux fibres ont le même coefficient non-linéaire ( $2,1 \text{ rad/W/km}$ ), mais différentes DC ( $4,2 \text{ ps/nm/km}$  et  $1 \text{ ps/nm/km}$  respectivement).

Grâce au modèle numérique, nous analysons la compression d'impulsion par l'effet soliton dans ces fibres. La puissance en entrée de chaque fibre est fixée à la valeur calculée dans l'étude analytique. La Figure 3.16 représente l'évolution d'une impulsion du signal en fonction de la longueur de fibre. Les longueurs de fibres optimales sont de  $9,5 \text{ km}$  et  $2,8 \text{ km}$  respectivement. Notre modèle analytique qui considère le chirp linéaire a sous-estimé la longueur optimale de la fibre qui permet d'avoir la compression minimale des impulsions.

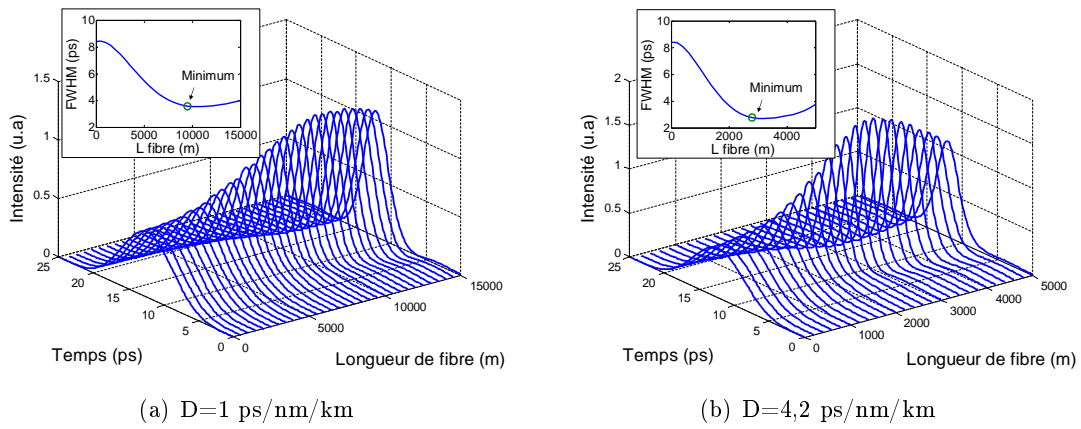


FIGURE 3.16 – Évolution d'une impulsion RZ 33% dans une fibre dont la dispersion chromatique  $1 \text{ ps/nm/km}$  (a), et  $4,2 \text{ ps/nm/km}$  (b).

Nous avons ensuite étudié la fonction de transfert de ce limiteur de puissance. Pour chaque type de fibre, les longueurs optimales sont celles trouvées avec la compression minimum par soliton présentée dans la figure Figure 3.16. Nous avons reporté sur la Figure 3.17 la fonction de transmission de l'étage de limiteur de puissance utilisant respectivement les deux types de fibres étudiés. Cette fonction de transmission est définie comme la puissance en sortie en fonction de la puissance en entrée. Le filtre optique utilisé est un filtre gaussien de largeur  $1,1 \text{ nm}$  à  $3 \text{ dB}$  (dans la suite nous allons démontrer que ce filtre est adapté pour cette application). Nous constatons l'apparition d'un plateau en sortie lorsque la puissance optique dépasse une puissance de seuil  $P_{sat}$  calculée pour chaque fibre. La satisfaction des deux conditions présentées dans l'étude analytique : (1) condition pour avoir un « plateau » et (2) régime soliton du signal instauré, sont par conséquent vérifiées numériquement.

### 3.3.2.3 Optimisation du régénérateur en multi-passages

Pour optimiser encore les paramètres de longueurs de fibre et puissance optique d'entrée, nous avons étudié les performances du régénérateur quand il est cascadié. En effet comme

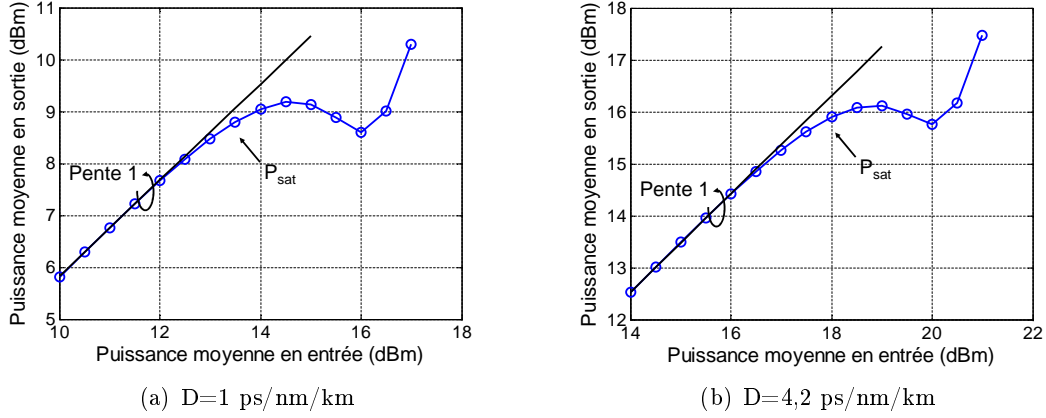


FIGURE 3.17 – Fonction de transmission de la fibre non-linéaire suivie par un filtre. (a)  $D=1$  ps/nm/km, (b)  $D=4,2$  ps/nm/km.

nous avons pu le voir précédemment, l'accumulation de chirp non-linéaire pourrait être préjudiciable lorsqu'un grand nombre de régénérateurs est cascadié. Pour cela, nous utilisons le modèle numérique développé dans le chapitre 2 pour la boucle à recirculation dont le schéma est présenté sur la Figure 3.18. Les effets de transmission (non-linéarités, DC, PMD) sont négligés. Le signal est seulement dégradé par le bruit d'ESA. Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau 3.5. Pour chaque point de fonctionnement, le résultat est moyenné sur 10 lancements du programme correspondant donc à 10 tirages de bruit différents. Dans la suite, les barres d'erreur présentes sur les différentes courbes sont obtenues à partir de ces 10 tirages.

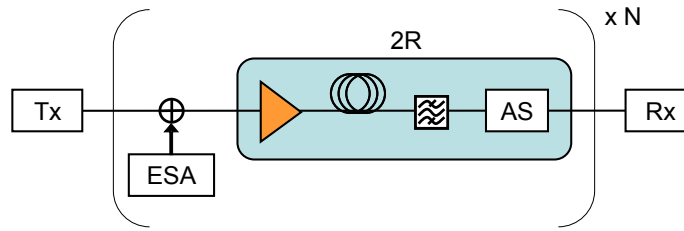


FIGURE 3.18 – Schéma de la boucle à recirculation utilisée dans le modèle numérique.

TABLE 3.5 – Paramètres de simulation.

Nombre d'échantillons par bit	128
Nombre de bit	512
PRBS	$2^7-1$
Débit	42,7 Gbit/s
Taux d'extinction à l'émission	20 dB
OSNR au premier tour	23 dB
Bande passante du récepteur	50 GHz

**a) Optimisation de la longueur de fibre et de la puissance optique** La Figure 3.19 représente le facteur de qualité ( $Q_a$ ) du signal en fonction du nombre de tours dans la boucle à recirculation pour les cas sans et avec régénération. Les paramètres du régénérateur utilisés dans ce premier exemple sont récapitulés dans le Tableau 3.5. Ils seront optimisés dans la suite du manuscrit.

Nous pouvons constater que dans le cas sans régénérateur, le signal se dégrade rapidement à cause de l'accumulation du bruit d'émission spontanée amplifiée. Lorsque le régénérateur est introduit dans la boucle, la qualité du signal est améliorée et le nombre de tours est augmenté pour des facteurs  $Q$  inférieurs à 14. Nous avons également inséré sur la Figure 3.19 les diagrammes de l'œil du signal après 10 tours. Nous constatons clairement que notre régénérateur permet une meilleure ouverture du diagramme de l'œil, il permet au signal de conserver un bon taux d'extinction et de limiter les fluctuations sur les fortes intensités.

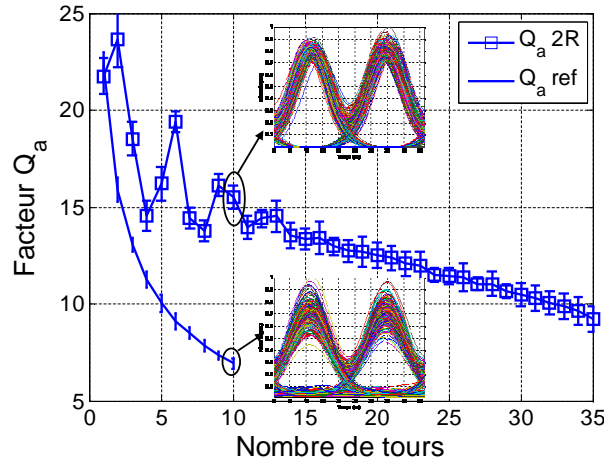


FIGURE 3.19 – Facteur de qualité du signal ( $Q_a$ ) en fonction de nombre de passage dans la boucle courte.

TABLE 3.6 – Paramètres du régénérateur pour réaliser la Figure 3.19.

Dispersion chromatique	4,2 ps/nm/km
Longueur de fibre	2,4 km
Puissance en entrée de la fibre	18,3 dBm
Largeur du filtre (à 3 dB)	1,1 nm
Contraste de l'AS	5 dB

À partir des courbes présentées dans la Figure 3.19, nous calculons le facteur d'amélioration de distance de transmission (FAD) qui est défini comme le rapport entre le nombre de tours parcourus dans la boucle à un facteur  $Q_a$  donné dans les cas avec et sans régénération :

$$FAD = \frac{N_{avec-regen}}{N_{sans-regen}} \quad (3-32)$$

Nous allons maintenant faire varier la longueur et la puissance en entrée de la fibre. La Figure 3.20 représente une cartographie du FAD en fonction de la longueur (axe vertical) et de la puissance optique (axe horizontal) en entrée de la fibre pour les deux types de fibre :  $D=1$  ps/nm/km (a),  $D=4,2$  ps/nm/km (b). Les autres paramètres sont pour l'instant identiques à ceux présentés dans le Tableau 3.5. Les étoiles correspondent aux points de fonctionnement optimisés en simple-passage.

La régénération du signal est obtenue (FAD supérieur à 1) dans une large zone de fonctionnement pour chaque type de fibre. Pour la fibre dont la DC est de 1 ps/nm/km, la longueur optimale est entre 8 et 9 km, et avec une puissance optique en entrée autour de 13,2 dBm. Lorsque la DC augmente d'un facteur 4 (à 4,2 ps/nm/km), la longueur optimale, qui est proportionnelle à la longueur de dispersion (équation 3-30), diminue d'un facteur 4. Par conséquent, la puissance nécessaire diminue à peu près d'un même facteur (en tenant compte de l'atténuation de la fibre).

Nous constatons un écart entre l'optimisation en simple-passage et en multiple-passage. Par conséquent, la mesure de la fonction de transmission en simple-passage ne permet qu'une estimation qualitative sur les performances du régénérateur. La meilleure façon de caractériser un régénérateur est de le cascader dans une boucle à recirculation.

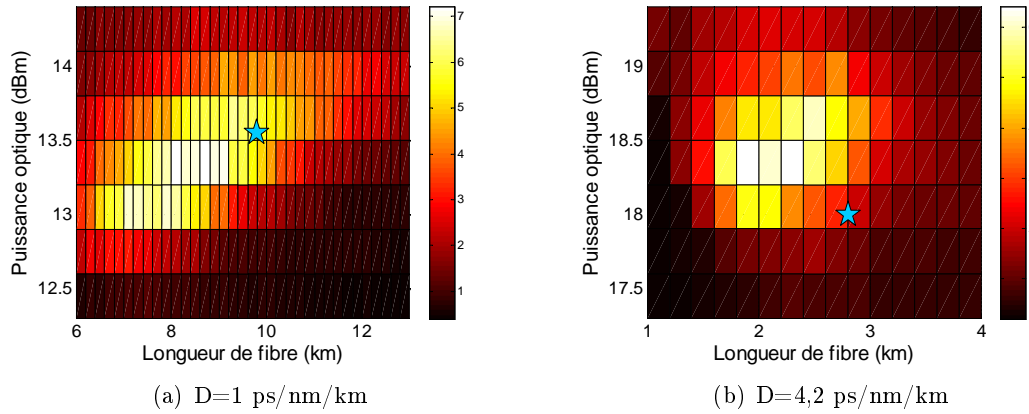


FIGURE 3.20 – FAD du régénérateur en fonction de la longueur et de la puissance en entrée de la fibre. (a)  $D=1$  ps/nm/km ; (b)  $D=4,2$  ps/nm/km.

**b) Optimisation de la largeur du filtre optique** Nous avons également étudié l'impact de la largeur du filtre optique sur les performances du régénérateur. Les paramètres de simulation sont identiques à ceux utilisés précédemment. Nous allons cette fois-ci fixer le type de fibre ainsi que sa longueur et la puissance optique d'entrée en s'appuyant sur les résultats obtenus dans la section précédente. Ces paramètres sont récapitulés dans le Tableau 3.7.

Nous considérons un filtre optique de type gaussien centré sur la longueur d'onde du signal à régénérer et dont la largeur à 3 dB est variable. La Figure 3.21 représente le FAD par rapport à la largeur du filtre. L'OSNR au premier tour est de 23 dB.

TABLE 3.7 – Paramètres du régénérateur pour optimiser la largeur du filtre.

Dispersion chromatique	4,2 ps/nm/km
Longueur de fibre	2,4 km
Puissance en entrée de la fibre	18,3 dBm
Largeur du filtre	variable
Contraste de l'AS	5 dB

Un FAD maximal est observé pour une largeur de filtre de 1,1 nm. Cette largeur est par conséquent la plus adaptée pour régénérer un signal RZ 33% à 42,7 Gbit/s. Si la largeur du filtre diffère de cette valeur optimale, nous observons alors une diminution du FAD. Lorsque la largeur du filtre est inférieure à 1 nm, une dégradation rapide du facteur de qualité est obtenue car le filtre coupe une partie importante du signal. Lorsque la largeur du filtre est supérieure à 1 nm, la fonction discriminante de puissance ne permet plus alors une réduction des fluctuations sur les fortes intensités.

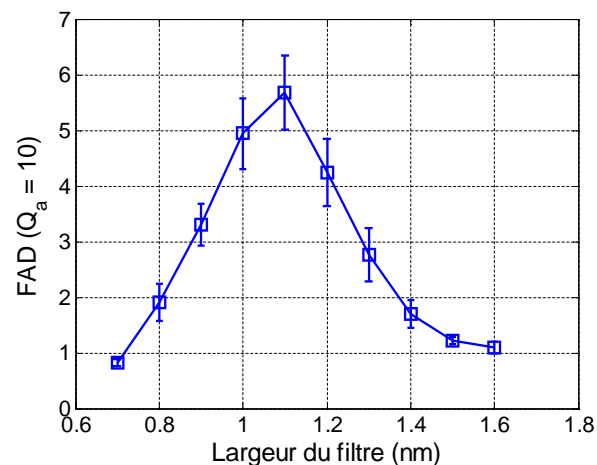


FIGURE 3.21 – FAD du régénérateur pour différentes largeurs du filtre.

Dans la section suivante, nous considérons la capacité du régénérateur à traiter un signal multiplexé en longueur d'onde.

### 3.3.3 Capacité du régénérateur à traiter un multiplexe de longueur d'onde

Nous allons dans cette section étudier la capacité du régénérateur à traiter un multiplexe de longueur d'onde. Pour déterminer si un régénérateur est capable de régénérer des signaux WDM, il faut connaître la dépendance de ses performances en fonction de la longueur d'onde du signal. Pour notre régénérateur, seuls le contraste de l'AS et la DC de la fibre dépendent de la longueur d'onde. Nous allons donc étudier l'évolution des performances du régénérateur en étudiant la tolérance à la longueur d'onde de ces deux paramètres.

### 3.3.3.1 Impact du contraste de l'absorbant saturable en fonction de la longueur d'onde

Nous avons montré précédemment que le module AS a un contraste qui évolue en fonction de la longueur d'onde. Afin de démontrer le potentiel de l'absorbant pour régénérer les signaux WDM, nous allons dans un premier temps étudier l'impact du contraste de l'AS sur les performances du régénérateur. Nous utilisons le modèle numérique présenté dans la section précédente et les paramètres du Tableau 3.8.

TABLE 3.8 – Paramètres du régénérateur l'impact du contraste de l'absorbant saturable.

Dispersion chromatique initiale	4,2 ps/nm/km
Longueur de fibre	2,4 km
Puissance en entrée de la fibre	18,3 dBm
Largeur du filtre	1,1 nm
Contraste de l'AS	variable

La Figure 3.22 représente le FAD en fonction du contraste de l'AS. Nous observons que le régénérateur permet d'obtenir un FAD pour un facteur  $Q_a$  de 10 supérieur à 1 même avec un faible contraste (1 dB). Dans le cas sans régénérateur, le facteur  $Q_a$  de 10 est obtenu après 5 tours. Lorsque le contraste est égal à 1,5 dB, un FAD de 2 est obtenu, ce qui signifie que le nombre de tours peut être doublé grâce au régénérateur. Plus le contraste de l'absorbant augmente, plus le FAD est important jusqu'à un maximum de 6 pour un contraste autour de 5 dB. Au-delà de cette valeur, le FAD diminue avec l'augmentation du contraste. Ceci peut être expliqué par le fait qu'à fort contraste, les fluctuations d'amplitude sur les niveaux hauts sont fortement amplifiées par l'AS. La fonction limiteur de puissance n'est pas assez efficace pour les égaliser parfaitement. Par conséquent, l'efficacité du régénérateur diminue.

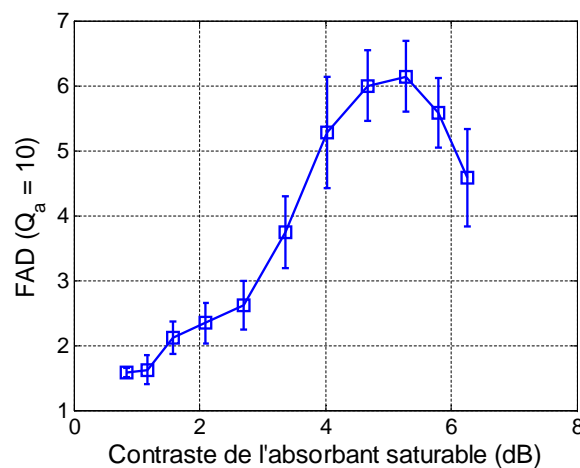


FIGURE 3.22 – FAD du régénérateur en fonction du contraste de l'absorbant saturable.

Nous rappelons sur la Figure 3.23, le contraste expérimental obtenu en fonction de la

longueur d'onde pour le canal 3 qui est le canal le moins performant du module (lié au couplage). À partir de ces valeurs, nous en déduisons le FAD issu du modèle numérique qui pourra être obtenu avec ce canal en fonction de la longueur d'onde. Nous constatons que le FAD est supérieur à 3 sur 18 nm (de 1541 nm à 1559 nm) et supérieur à 2 sur plus de 20 nm. Ces résultats numériques et expérimentaux démontrent que notre module AS est compatible avec la régénération d'un signal multiplexé en longueur d'onde.

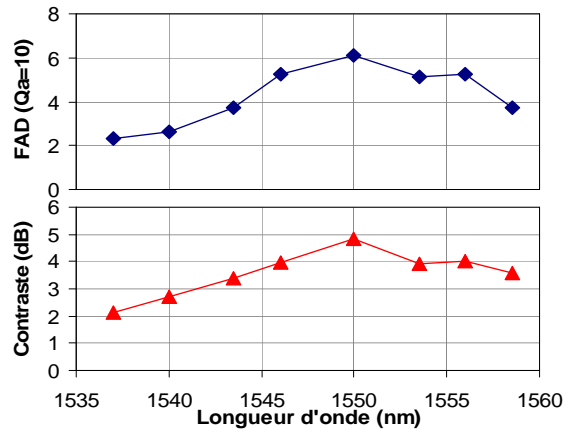


FIGURE 3.23 – Contraste et l'évolution du FAD (déduit à partir de la simulation) versus longueur d'onde du signal pour le canal 3.

### 3.3.3.2 Impact de la dispersion chromatique de la fibre constituant le limiteur de puissance

Comme nous l'avons démontré dans les sections précédentes, la DC de la fibre du limiteur de puissance joue un rôle important sur l'efficacité du régénérateur. Nous savons que la DC de la fibre n'est pas constante pour toutes les longueurs d'onde. Lorsque la longueur d'onde du signal varie, la DC de la fibre change suivant une certaine pente (entre 0,05 à 0,1 ps/nm<sup>2</sup>/km pour la NZ DSF autour de 1550 nm). Dans cette partie, nous allons étudier l'impact de la DC de la fibre sur l'efficacité du régénérateur.

Les paramètres du régénérateur utilisé sont récapitulés dans le Tableau 3.9. La DC de la fibre est initialement fixée à 4,2 ps/nm/km, ce qui conduit à une longueur et une puissance en entrée optimale de 2,4 km et 18,3 dBm respectivement. La Figure 3.24 montre l'évolution du FAD du régénérateur (à  $Q_a=10$ ) lorsque la DC varie autour de la valeur optimale. Nous obtenons un FAD supérieur ou égal à 2 pour un intervalle total de 1,3 ps/nm/km. Si la pente de DC de la fibre est de 0,1 ps/nm<sup>2</sup>/km, cet intervalle conduit à une bande spectrale de 13 nm. Par conséquent, l'efficacité du limiteur de puissance dépend de la longueur d'onde du signal. Cette dépendance sera d'autant plus importante si la pente de DC de la fibre est grande. De plus, cette technique ne peut régénérer qu'une seule longueur d'onde à la fois due à la modulation de phase croisée dans la fibre non-linéaire qui crée la diaphonie



entre canaux adjacents. Elle n'est par conséquent pas compatible pour une régénération d'un signal multiplexé en longueur d'onde.

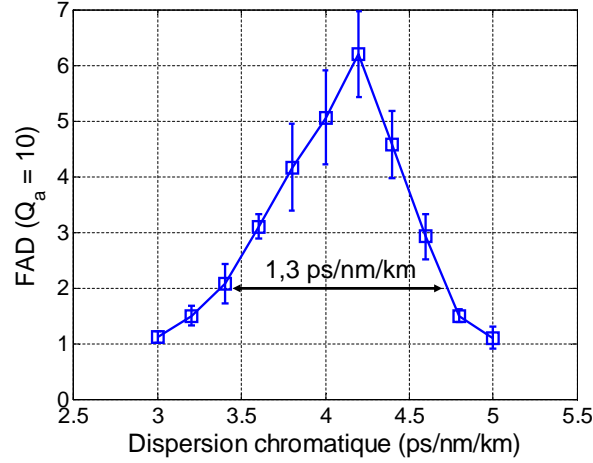


FIGURE 3.24 – FAD du régénérateur pour différentes valeurs de dispersion de la fibre.

TABLE 3.9 – Paramètres du régénérateur pour réaliser la Figure 24.

Dispersion chromatique initiale 4,2 ps/nm/km
Longueur de fibre 2,4 km
Puissance en entrée de la fibre 18,3 dBm
Largeur du filtre 1,1 nm
Contraste de l'AS 5 dB

### 3.3.4 Conclusion de l'étude numérique

Dans cette étude numérique, nous avons mis en œuvre un modèle numérique simple de l'AS permettant d'étudier l'efficacité du régénérateur dans une boucle à recirculation. Les paramètres du modèle sont ajustés pour mieux représenter le dispositif expérimental.

Pour avoir une régénération 2R complète du signal, un étage de limiteur de puissance utilisant les non-linéarités dans une fibre optique et un filtrage optique centré sur le signal est utilisé. Nous avons pour la première fois établi une estimation analytique des paramètres (longueur de fibre, puissance optique et largeur du filtre optique) afin d'optimiser cette fonction de limiteur de puissance. Nous avons démontré que pour un bon fonctionnement du régénérateur dans une boucle à recirculation, le régime soliton doit être instauré dans la fibre optique constituant la fonction. Nous en avons déduit une longueur de fibre optimale ainsi que la puissance optique nécessaire pour une fibre donnée. Cette estimation théorique a été confirmée par l'étude numérique.

La capacité du régénérateur à traiter un multiplex de longueur d'onde a été ensuite étudiée numériquement. Pour ce type de régénérateur, la longueur d'onde du signal peut

influencer les performances via deux paramètres : le contraste de l'AS et la dispersion chromatique de la fibre. L'étude numérique a montré que le régénérateur 2R est efficace lorsque le contraste de l'AS se situe entre 3 dB et 5 dB. Notre module AS dispose d'un contraste minimum de 3 dB sur 18 nm ce qui par conséquent en fait un bon candidat pour traiter plusieurs longueurs d'onde simultanément. Pour la fonction de limiteur de puissance, nous avons vu qu'il était important de se mettre dans un régime soliton pour éviter une forte accumulation de chirp non-linéaire. Ce limiteur de puissance est donc dépendant de la longueur d'onde du signal. Cette dépendance est d'autant plus importante lorsque la pente de DC de la fibre est grande. Nous avons montré numériquement que nous pouvions obtenir un  $FAD > 2$  sur plus de 13 nm en considérant une NZ DSF.

Nous allons par la suite confirmer expérimentalement l'efficacité de notre régénérateur à base d'AS à l'aide d'une boucle à recirculation. La fonction de limiteur de puissance est accomplie en utilisant la technique à base de la fibre optique développée précédemment. Même si cette technique n'est pas directement compatible avec des signaux WDM, nous l'utilisons pour démontrer expérimentalement les performances du module AS qui reste le thème principal de cette étude.

## 3.4 Étude expérimentale

### 3.4.1 Schéma expérimental du régénérateur

Le schéma expérimental du régénérateur est représenté dans la Figure 3.25. La régénération 2R passive est donc composée de deux fonctions : La première qui permet de stabiliser les fluctuations sur les fortes intensités, grâce à un élargissement spectral obtenu par des non-linéarités dans une fibre optique, suivi d'un filtre optique discriminant. Ne possédant pas au laboratoire d'une NZ DSF de longueur suffisante pour avoir un limiteur de puissance optimal, nous avons utilisé une bobine de 1 km de DSF avec une DC de 0,1 ps/nm/km et d'une bobine de 1 km de NZ DSF avec une DC de 4,5 ps/nm/km à 1550 nm. Un EDFA est utilisé pour avoir une puissance de 18 dBm en entrée de la fibre optique DSF. Le filtre optique est un filtre gaussien de largeur 1,2 nm à 3 dB.

La deuxième fonction est composée du module AS permettant d'améliorer le taux d'extinction du signal. Un circulateur optique (CO) permet d'injecter et récupérer le signal dans le module AS à 8 canaux.

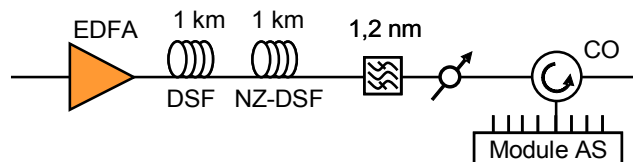


FIGURE 3.25 – Schéma expérimental du régénérateur 2R tout-optique à base d'absorbant saturable et d'effet non-linéaire dans la fibre optique.

### 3.4.2 Étude de l'efficacité du régénérateur à 8 canaux

La fonction de limiteur de puissance à base de fibre optique ne nous permet pas de réaliser une étude avec des signaux WDM. Nous nous sommes donc contentés de réaliser des études expérimentales à 42,7 Gbits/s monocanal. Afin de démontrer l'efficacité de notre module AS nous avons tout d'abord étudié les performances de chaque canal de l'AS. Puis dans un deuxième temps, nous avons étudié l'évolution du TEB en fonction de la longueur d'onde du signal. Ces études ont été réalisées grâce à une boucle à recirculation.

La transmission expérimentale à 42,7 Gbit/s est réalisée avec une boucle à recirculation de 100 km (Figure 3.26). (Tx) est l'émetteur, grâce à deux modulateurs AOM, la boucle est chargée de données. Le signal optique va circuler plusieurs tours dans la boucle pour cumuler la distance parcourue avant d'être détecté par la réception (Rx).

L'émetteur génère un signal RZ 33% modulé à 42,7 Gbit/s avec une longueur de séquence de  $2^{31}-1$ . Nous avons utilisé pour le pas de transmission de la boucle à recirculation une NZ DSF de 100 km possédant une DC de 4,5 ps/nm/km à 1550 nm. Cette DC est compensée par des sections de DCF pour restaurer la forme des impulsions avant le régénérateur. Les pertes de la ligne de transmission sont essentiellement compensées par l'amplificateur EDFA1. Après le régénérateur 2R étudié, l'EDFA2 compense les pertes résiduelles de la boucle. Un filtre optique possédant bande passante de 5 nm sert à filtrer le bruit d'émission spontanée amplifiée des amplificateurs optiques.

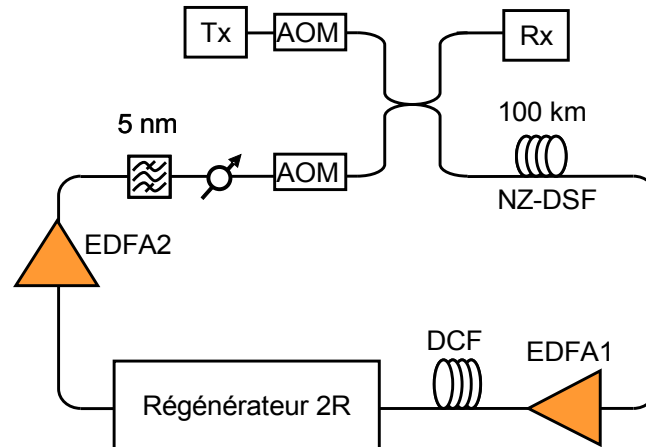


FIGURE 3.26 – Boucle à recirculation pour la caractérisation du régénérateur 2R.

### 3.4.3 Résultats expérimentaux

Dans un premier temps, nous avons étudié l'impact du régénérateur 2R pour un signal à une longueur d'onde de 1546,6 nm. La Figure 3.27 représente l'évolution du TEB en fonction de la distance de transmission avec et sans régénérateur. La puissance en ligne est de 5 dBm qui correspond à une transmission présentant les meilleures performances en terme de distance de propagation dans le cas sans régénérateur. La première courbe

(symboles carrés) correspond au cas sans régénérateur, que nous nommerons par la suite « référence ». Dans ce cas, le TEB se dégrade rapidement à cause de l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée, la distance parcourue est de 1 200 km pour un TEB de  $10^{-4}$ . Avec l'introduction du régénérateur 2R, nous obtenons une amélioration considérable de la distance de transmission pour chaque canal du module AS. Le facteur d'amélioration de distance de transmission obtenu est de 3,3 au minimum, soit 4 000 km parcourue à un TEB de  $10^{-4}$  correspondant au TEB maximal qui peut être corrigé par un code correcteur d'erreur (FEC). Ces résultats démontrent expérimentalement l'efficacité et l'homogénéité des performances sur tous les canaux du module AS.

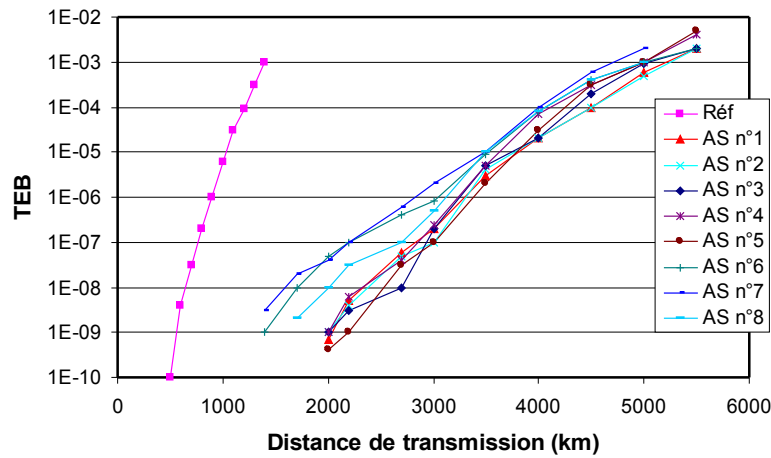


FIGURE 3.27 – Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de transmission pour chaque canal du module d'AS.

Nous avons également examiné les performances du régénérateur en fonction de la longueur d'onde du signal. L'homogénéité du module a été démontrée précédemment, nous allons donc étudier cette dépendance à la longueur d'onde seulement sur le canal 5.

En utilisant la boucle à recirculation nous mesurons l'évolution de TEB en fonction de la distance de transmission dans les cas sans et avec régénérateur et pour différentes longueurs d'onde. Nous pouvons alors en déduire le facteur d'amélioration de la distance de transmission (FAD) pour un TEB de  $10^{-4}$  pour chaque longueur d'onde (Figure 3.28). Le facteur d'amélioration de la distance de transmission est supérieur à 3, sur une bande spectrale de 13 nm (de 1541 nm à 1554 nm). Ce résultat démontre expérimentalement l'accordabilité en longueur d'onde du module AS. Dans le contexte d'une configuration WDM, ce module serait capable de traiter simultanément 8 canaux espacés de 200 GHz.

Néanmoins, si nous comparons ces performances avec l'évolution du contraste du canal 5 en fonction de la longueur d'onde, nous pouvons constater une différence entre les deux largeurs spectrales (Figure 3.29). Le contraste obtenu du canal 5 est supérieur à 3 dB pour une bande spectrale de plus de 20 nm (entre 1540 nm et 1560 nm). D'après les études numériques menées dans les sections précédentes, nous pourrions nous attendre à une accor-

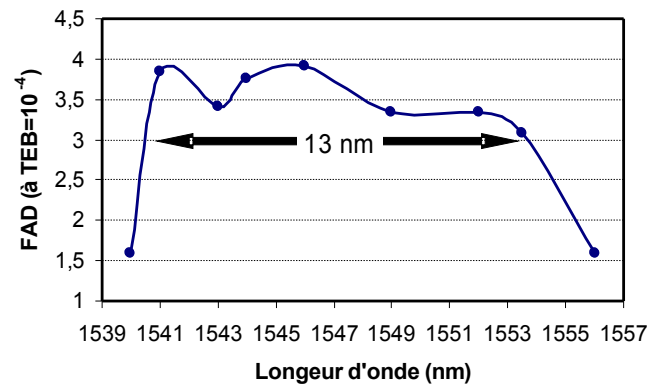


FIGURE 3.28 – Facteur d'amélioration de distance de transmission pour le canal 5.

dabilité sur plus de 20 nm. Cet écart confirme bien que la bande passante du régénérateur est limitée essentiellement par la fonction de limiteur de puissance et non par le module AS. En effet, dans la section 3.3.3.2, nous avons montré grâce à l'étude numérique que la fonction de limiteur de puissance était limitée par la DC de la fibre utilisée pour l'élargissement spectral. Dans le cas de la NZ DSF, nous avons trouvé une bande spectrale de 13 nm pour un FAD supérieur à 2. Nous observons donc un bon accord entre le modèle numérique et l'expérience.

Par conséquent, si nous voulons profiter pleinement de la bande spectrale offerte par le module AS, il faut trouver une technique alternative pour la fonction de limiteur de puissance. Une solution alternative sera présentée dans le chapitre suivant.

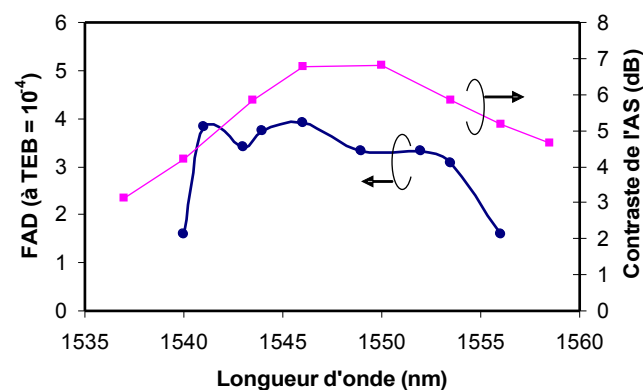


FIGURE 3.29 – Facteur d'amélioration de distance de transmission et contraste pour le canal 5.

### 3.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, les travaux relatifs à l'étude du régénérateur 2R à base d'absorbant saturable, notamment sa capacité à traiter des signaux WDM ont été rapportés. Le chapitre s'est articulé en trois parties, la caractérisation du dispositif a été exposée dans la première partie, la deuxième partie était consacrée à une étude numérique, la troisième à une étude expérimentale.

L'absorbant saturable en microcavité est un bon candidat pour la régénération tout-optique de signaux WDM. Au cours de ces travaux de thèse, j'ai pu participer à la construction et à la caractérisation d'un module AS à 8 canaux. Ce module est la première brique pour la réalisation d'un régénérateur 2R compact et compatible WDM.

L'homogénéité du composant a été démontrée avec la mesure du contraste sur les 8 canaux du module. Pour une puissance de pompe en entrée de 12 dBm, le contraste est de 5,5 dB en moyenne sur tous les canaux du module avec une variance de 0,9 dB. Un contraste minimum de 3 dB peut être obtenu sur ces canaux pour une puissance de pompe de 10 dBm. La bande spectrale de fonctionnement du module a été également évaluée. Le contraste est au minimum de 3 dB sur 18 nm (de 1541 nm à 1559 nm) pour tous les canaux. Ces premières caractérisations démontrent bien que ce module AS peut être un bon candidat pour la régénération de signaux WDM.

Une étude numérique nous a permis de mieux appréhender le comportement du dispositif. Un modèle simple tenant compte de l'absorption saturable et du temps de réponse du composant a été mis en place. Pour réaliser une fonction de régénération 2R complète, une fonction complémentaire au module AS de type limiteur de puissance utilisant l'effet d'auto-modulation de phase dans la fibre est utilisé. Même si ce type de régénérateur a déjà été démontré auparavant dans la littérature, l'optimisation des paramètres de cette fonction restait encore à étudier. Nous avons notamment démontré que pour le fonctionnement du limiteur de puissance, le régime soliton doit être instauré. Ensuite, nous avons proposé une méthode analytique permettant de déterminer les paramètres optimaux (longueur de fibre, puissance optique et largeur du filtre optique) permettant un fonctionnement efficace de cette fonction.

Nous avons ensuite étudié numériquement la compatibilité du régénérateur composé du module AS et du limiteur de puissance avec des signaux WDM. En considérant l'impact du contraste de l'AS sur les performances de régénération du dispositif, nous avons démontré que le régénérateur reste efficace même avec un contraste faible. Lorsque celui-ci est égal ou supérieur à 1,5 dB le nombre de tours dans la boucle à recirculation peut être doublé grâce au régénérateur. Par conséquent, avec un contraste minimum de 3 dB sur 18 nm de bande spectrale sur tous les canaux, le module AS est tout-à-fait compatible pour la régénération d'un signal WDM. Cependant, la fonction de limiteur de puissance présente, dans le cas où l'on considère une NZ DSF, une accordabilité en longueur d'onde limitée à 13 nm liée essentiellement à la pente de la dispersion chromatique de la fibre utilisée.

Dans la dernière partie de ce chapitre, l'étude expérimentale dans une ligne de transmission a montré que le dispositif est effectivement efficace à 42,7 Gbit/s. Une boucle à recirculation de 100 km a été réalisée avec une amplification tout erbium. Nous avons pu démontré que le régénérateur 2R constitué en partie par le module AS permet une amélioration de la distance de transmission un TEB de  $10^{-4}$  d'un facteur 3,3 au minimum pour tous les canaux du module. Finalement, nous avons également démontré une amélioration de la distance de transmission sur une bande spectrale de 13 nm, ce qui valide expérimentalement l'accordabilité en longueur d'onde du module AS. Grâce aux études numériques, nous pouvons conclure que la bande spectrale est essentiellement limitée par la fonction de limiteur de puissance par la pente de la dispersion chromatique de la fibre utilisée. Cependant, ces résultats expérimentaux confirment que le module AS permettrait de traiter simultanément des signaux WDM s'il était associé à une fonction de limiteur de puissance présentant une accordabilité en longueur d'onde plus grande et un facteur d'intégration plus important (une fibre par canal à traiter).

Dans le chapitre suivant, nous allons justement étudier une nouvelle génération d'absorbant saturable en microcavité qui permet de réaliser une fonction de limiteur de puissance. Ce nouveau composant pourrait remplacer la fibre optique afin d'obtenir une régénération 2R totalement compatible avec des signaux WDM.

## Chapitre 4

# Dispositif de régénération 2R tout-optique à base de saturation d'absorption

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la capacité du module absorbant saturable en microcavité à 8 canaux à traiter des signaux multiplexés en longueur d'onde. L'efficacité d'un régénérateur 2R composé de ce module AS associé à un limiteur de puissance basé sur des effets non-linéaires dans la fibre optique a été démontrée sur une large plage spectrale. Néanmoins, comme nous l'avons également présenté, la plage spectrale de ce régénérateur est limitée par la dispersion chromatique de la fibre utilisée dans la fonction de limiteur de puissance. Pour accroître la bande spectrale de fonctionnement du régénérateur, il est donc essentiel d'associer au module AS une autre technique pour limiter les fluctuations sur les fortes intensités. L'utilisation d'amplificateur optique à semi-conducteur a été proposée mais le temps de réponse de ces derniers ne permettent pas un fonctionnement au delà de 10 Gbit/s [66].

Récemment, une nouvelle structure AS a été proposée pour réaliser cette fonction de limiteur de puissance. Elle est basée sur la même technologie que les AS proposés pour l'amélioration du taux d'extinction mais avec des modifications sur la réflectivité de la microcavité [98, 99]. Cette nouvelle structure permet alors la stabilisation des fluctuations de fortes intensités. L'association de deux structures AS permettrait donc de réaliser une régénération 2R tout-optique qui serait capable de traiter simultanément des signaux WDM.

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'efficacité d'un régénérateur 2R tout-optique utilisant des structures absorbant saturable en microcavité. Le régénérateur étudié est composé d'un absorbant saturable à microcavité classique pour augmenter le taux d'extinction du signal suivi par un absorbant saturable avec une structure de microcavité permettant de réaliser la fonction de limiteur de puissance. Dans la suite de ce document, ces composants seront désormais appelés AS.0 et AS.1 respectivement, les index « 0 » et « 1 » pour rap-



peler que le premier permet un traitement des niveaux de faibles et fortes intensités. Même si nous employons des index correspondant aux valeurs binaires pour les niveaux de faibles et fortes intensités, il n'y a aucune relation avec les symboles puisque dire qu'une fonction non-linéaire est capable de traiter les symboles « zéro » ou « un » revient à dire que nous avons déjà pris une décision avant le traitement de ces symboles.

Dans un premier temps, nous allons présenter la structure de l'AS.1 qui permet de réaliser la fonction de limiteur de puissance. Une caractérisation expérimentale de l'AS.1 et de l'AS.0 utilisée dans cette étude est ensuite réalisée pour déterminer la meilleure configuration du régénérateur.

L'étude analytique sur les fonctions de transmission des composants permet une meilleure compréhension sur le comportement de chaque absorbant, ainsi que sur le dispositif de régénération constitué par l'association de ces deux composants.

Une étude numérique utilisant des modèles phénoménologiques sera ensuite effectuée pour mieux appréhender les phénomènes physiques en jeu. Nous examinerons la cascabilité du régénérateur. L'impact du bruit d'émission spontanée amplifiée, et du temps de réponse de chaque composant sur les performances du régénérateur sera analysé.

L'étude expérimentale avec les configurations B2B et en boucle à recirculation démontrera l'efficacité de ce régénérateur dans un système de transmission. Nous allons aborder également la principale limite de l'AS.1 pour le fonctionnement du régénérateur en cascade.

## 4.1 Structure d'un absorbant saturable des « 1 »

L'AS.1 est basé sur une structure d'absorbant saturable à microcavité semblable à celle présentée dans le chapitre 3, mais avec quelques modifications des paramètres de la microcavité pour obtenir la fonction de limiteur de puissance. Nous allons présenter dans cette section les modifications nécessaires à la microcavité pour obtenir un AS.1.

Un AS est un miroir non-linéaire, constitué d'une structure à puits quantiques implantés dans une microcavité. À la longueur d'onde de résonance, la réflectivité du miroir non-linéaire à l'incidence normale est décrite par l'expression suivante [99] :

$$R_{cav@res} = \left( \frac{\sqrt{R_f} - \sqrt{R_b^{eff}}}{1 - \sqrt{R_f R_b^{eff}}} \right)^2 ; R_b^{eff} = R_b e^{-2\eta N \Gamma} \quad (4-1)$$

où  $R_f$  et  $R_b$  sont les réflectivités du miroir avant et du miroir arrière respectivement,  $R_b^{eff}$  la réflectivité effective du miroir arrière qui tient compte de la présence des puits quantiques avec  $\eta$  l'absorption de chaque puits quantique (PQ),  $N$  le nombre de PQ et  $\Gamma$  le facteur de confinement longitudinal de la structure. Nous notons que plus la puissance incidente augmente, plus les couches d'absorption deviennent transparentes ( $\eta$  diminue), ce qui implique une augmentation de  $R_b^{eff}$ . L'équation 4-1 montre que si  $R_b^{eff} > R_f$ , nous avons une courbe croissante de la réflectivité en fonction de la puissance incidente, cette propriété est obtenue avec la structure de type AS.0. En revanche, les paramètres de l'AS.1

sont modifiés pour obtenir  $R_b^{eff} < R_f$ . Par conséquent, la réflectivité du composant décroît lorsque la puissance incidente augmente, ce qui donne une fonction de transmission de type limiteur de puissance (Figure 4.1).

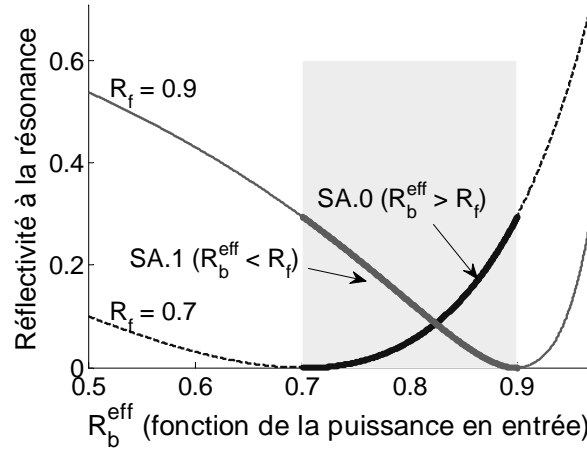


FIGURE 4.1 – Réflectivité de la cavité à la longueur d'onde de résonance pour la structure d'AS.0 (ligne discontinue) et pour la structure d'AS.1 (ligne continue) (résultats numérique).

L'AS.1 étudié dans ces travaux est composé de 7 MPQ [InGaAs/InAlAs] obtenus par épitaxie sur un substrat InP, et irradiés par 12 MeV  $\text{Ni}^{6+}$  avec une dose de  $4.10^{11} \text{ cm}^{-1}$  pour réduire le temps de vie des porteurs. Le miroir arrière est une couche Ag qui a une réflectivité calculée de 0,945. Trois paires de ZnF/YF<sub>3</sub> ont été déposées pour former le miroir avant avec une réflectivité de 0,88. L'échantillon a été monté sur un substrat Si par une brasure Au-In pour assurer une bonne dissipation thermique. Le Tableau 4.1 résume les paramètres de l'AS.0 et de l'AS.1 utilisés dans ces travaux.

TABLE 4.1 – Paramètres caractéristiques de l'AS.0 et de l'AS.1 utilisés dans ces travaux.

Paramètres	SA.0	SA.1
PQ	7x(InGaAs/InP)	7x(InGaAs/InAlAs)
Substrat	InP	InP
Irradiation	12 MeV $\text{Ni}^{6+}$ ( $10^{12} \text{ cm}^{-2}$ )	12 MeV $\text{Ni}^{6+}$ ( $4.10^{11} \text{ cm}^{-2}$ )
Miroir avant	2x[TiO <sub>2</sub> /SiO <sub>2</sub> ]	3x[ZnS/YF <sub>3</sub> ]
$R_f$	0,78	0,88
Miroir arrière	Ag	Ag
$R_b$	0,945	0,945
Temps de réponse	1,5 ps	3,4 ps

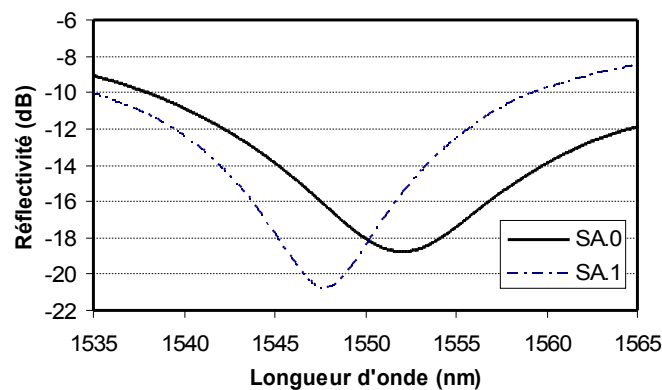


FIGURE 4.2 – Spectre expérimental de réflectivité de l'AS.0 (ligne continue) et de l'AS.1 (ligne discontinue).

## 4.2 Caractérisation des composants

### 4.2.1 Réflectivité

La Figure 4.2 représente la réflectivité de l'AS.0 (ligne continue) et de l'AS.1 (ligne discontinue) en fonction de la longueur d'onde du signal. Ces résultats sont obtenus en injectant un signal optique à large bande spectrale issu de l'ESA d'un EDFA et de faible puissance dans chaque composant. Ces courbes correspondent à la réflexion obtenue en comparant les spectres incidents et réfléchis. Nous pouvons constater que les deux composants n'ont pas les mêmes longueurs d'onde de résonance et que le taux d'extinction de la cavité de l'AS.1 est plus important que celle de l'AS.0. La longueur d'onde de résonance d'AS.0 est à 1552 nm, et la largeur spectrale à 3 dB est de 9,5 nm. L'AS.1 a une résonance à 1548 nm et une largeur spectrale à 3 dB de 5,5 nm. Ces différences sont dues à la structure physique des deux composants. En effet, du fait que le miroir avant ( $R_f$ ) et le miroir arrière ( $R_b$ ) dans la structure de l'AS.1 possèdent des valeurs de réflectivité qui sont plus proches l'une de l'autre que pour l'AS.0 (Tableau 4.1), la résonance de la cavité de l'AS.1 est plus importante que celle de l'AS.0, ce qui conduit à une différence entre les spectres de réflectivité des deux composants.

### 4.2.2 Contraste

Les contrastes de ces composants sont ensuite mesurés en utilisant le banc expérimental de type « pompe-sonde » présenté dans le chapitre 3. La pompe est un signal RZ 33% modulé à 42,7 Gbit/s, avec une séquence PRBS de longueur  $2^7-1$  bits à la longueur d'onde de 1537 nm. La sonde est issue d'un laser continu émettant à 1547 nm. Cette longueur d'onde de 1547 nm est utilisée ensuite dans l'application système afin de favoriser le fonctionnement de l'AS.1.

Les contrastes mesurés sont représentés dans la Figure 4.3. Deux acquisitions de l'évolu-

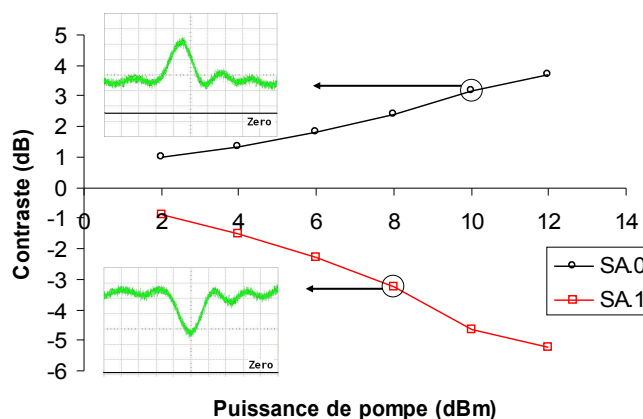


FIGURE 4.3 – Contraste expérimental mesuré à 42,7 Gbit/s des composants.

tion temporelle de la sonde pour AS.0 et AS.1 sont également insérées. Dans le cas de l'AS.0, le contraste est positif permettant ainsi une augmentation du taux d'extinction du signal. Par contre pour l'AS.1, le contraste est négatif qui signifie que plus la puissance du signal est grande plus l'atténuation est importante, ce qui permet une réduction des fluctuations de fortes intensités. Nous mesurons un contraste de 5,2 dB et de 3,7 dB pour une puissance incidente de 12 dBm sur l'AS.1 et AS.0 respectivement.

Pour mieux comprendre le fonctionnement d'un régénérateur constituant de l'association de ces deux types d'AS, nous introduisons par la suite la fonction de transmission de chaque composant en configuration d'automodulation.

### 4.2.3 Fonction de transmission en automodulation

Après avoir étudié l'évolution du contraste de l'AS.0 et AS.1 dans une configuration de type modulation croisée appelée « pompe-sonde », nous allons étudier leurs comportements dans la configuration de type automodulation, configuration dans laquelle ces composants seront par la suite utilisés.

Le montage expérimental pour mesurer la fonction de transmission d'un AS est représenté dans la Figure 4.4. L'émetteur (Tx) génère un signal optique modulé en intensité de format RZ 33% à 42,7 Gbit/s, et centré à 1547 nm. Un circulateur optique (CO) sert à envoyer et récupérer le signal optique sur l'absorbant. La puissance moyenne en entrée est ajustée grâce à un EDFA et un atténuateur optique variable (ATT). La puissance en sortie est mesurée à l'aide d'un puissance-mètre (PWM).

La Figure 4.5 ci-dessous représente la fonction de transmission de l'AS.0 et de l'AS.1 étudié. Nous constatons que pour l'AS.0 (Figure 4.5(a)), lorsque le signal en entrée est faible, la réflectivité reste constante, et elle augmente lorsque la puissance en entrée dépasse une certaine valeur (de l'ordre de 1 mW dans notre cas). Cette non-linéarité est la caractéristique intéressante de l'AS.0, qui permet d'augmenter le taux d'extinction du signal. La réflectivité

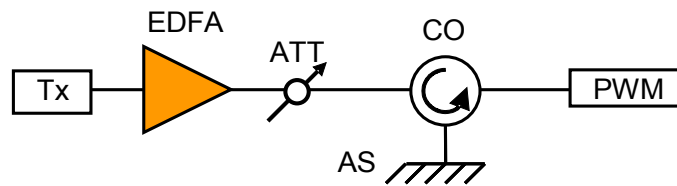


FIGURE 4.4 – Montage expérimental pour mesurer la fonction de transmission d'un absorbant saturable.

de l'AS.1, au contraire, diminue en fonction de la puissance incidente (Figure 4.5(b)), ce qui permet d'obtenir la fonction caractéristique d'un limiteur de puissance.

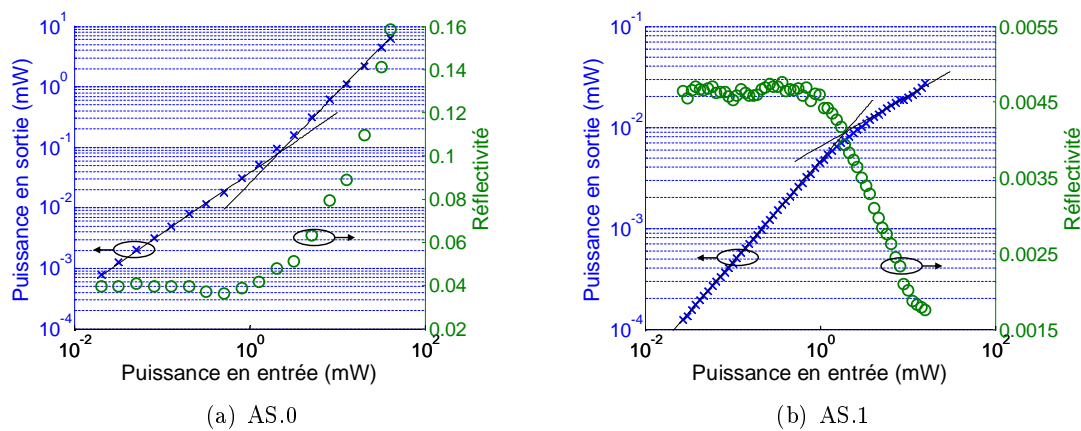


FIGURE 4.5 – Fonction de transmission et réflectivité des composants étudiés.

À partir de ces deux fonctions de transmission, nous remarquons que les deux composants ont des comportements linéaires à basse puissance (réflectivités constantes). L'association de ces deux fonctions peut donc permettre d'obtenir une régénération 2R complète. Nous allons dans la suite introduire une étude analytique sur l'association de ces fonctions de transmission pour déterminer si elles sont effectivement complémentaires.

### 4.3 Étude analytique de l'association de l'AS.0 et de l'AS.1

Cette étude analytique se concentre sur l'association des fonctions de transmission et la capacité du tandem AS.0 et AS.1 à améliorer la qualité du signal. Dans un premier temps, nous introduisons deux termes permettant de caractériser un régénérateur qui sont la variation du taux d'extinction et le facteur de transmission du bruit.

La variation du taux d'extinction est définie comme le rapport entre le taux d'extinction du signal en sortie et de celui en entrée du composant.

$$VTex = \frac{Tex_{out}}{Tex_{in}} \quad (4-2)$$

Le facteur de transmission du bruit est le rapport des fluctuations relatives de la puissance de sortie par rapport à celles en entrée. Il rend compte de la variation du bruit d'intensité à la traversée des composants. Le facteur de transmission du bruit ( $FTB$ ) pour les symboles « 1 » (les niveaux de fortes intensités) s'écrit :

$$FTB^1 = \frac{\frac{P_{out}^1}{dP_{out}^1}}{\frac{P_{in}^1}{dP_{in}^1}} \quad (4-3)$$

Avec  $P_{out/in}^1$  la puissance instantanée moyenne des niveaux hauts en sortie, et en entrée respectivement.  $dP_{out}^1$  la variation de la puissance de sortie pour une variation  $dP_{in}^1$  en entrée. Le facteur de transmission du bruit des symboles « 0 » (les niveaux de faibles intensités) peut être défini de manière équivalente.

Dans la configuration d'automodulation étudiée dans cette thèse, nous avons :

$$P_{out} = P_{in} R(P_{in}) \quad (4-4)$$

Nous pouvons en déduire :

$$VTex = \frac{R(P_{in}^1)}{R(P_{in}^0)} \quad (4-5)$$

Pour l'AS.0, nous avons  $R(P_{in}^1) > R(P_{in}^0)$ . Par conséquent,  $VTex_{AS.0} > 1$ , l'AS.0 augmente le taux d'extinction du signal. Pour l'AS.1, nous avons  $R(P_{in}^1) < R(P_{in}^0)$  qui, au contraire de l'AS.0, dégrade le taux d'extinction.

Les équations 4-3 et 4-4 permettent de réduire le facteur de transmission à :

$$FTB^1 = 1 + \frac{dR(P_{in})}{dP_{in}} \frac{P_{in}}{R(P_{in})} \quad (4-6)$$

Comme nous avons pu le constater dans la section 4.2.3, les composants étudiés sont linéaires à petit signal :  $dR(P_{in}^0)=0$ . Par conséquent, le  $FTB^0$  est égal à 1. Dans la suite nous considérerons donc seulement le  $FTB$  pour les niveaux hauts.

D'après la figure 4.5(a), le terme  $dR(P_{in})/dP_{in}$  est positif pour l'AS.0. Par conséquent,  $FTB_{AS.0}$  est supérieur à 1, ce qui signifie qu'en sortie de l'AS.0, les fluctuations d'intensité sont amplifiées. Dans le cas de l'AS.1, ce terme est négatif ce qui implique que  $FTB_{AS.1}$  est inférieur à 1. L'AS.1 permet donc de réduire les fluctuations d'intensité.

Dans la suite, nous allons utiliser un formalisme analytique pour représenter les fonctions de transmission de chaque composant. Ces fonctions de transmission pourront être représentées par la forme mathématique générale suivante (similaire au modèle à deux niveaux présenté dans le chapitre 3) :

$$R = R_0 \left( 1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}} \right)^\alpha \quad (4-7)$$

$\alpha$  est réel et représente la pente non-linéaire de la transmission de l'absorbant saturable. Nous pouvons facilement déduire que  $\alpha > 0$  pour l'AS.0 et  $\alpha < 0$  pour l'AS.1.  $R_0$  la

transmission à petit signal. Ce formalisme analytique ne prend pas en compte la réponse dynamique des composants.

Les paramètres  $\alpha$ ,  $P_{sat}$ , et  $R_0$  de l'équation analytique sont ajustés pour s'approcher au plus près des fonctions de transmission de l'AS.0 et de l'AS.1 mesurées précédemment (Figure 4.5). Les résultats expérimentaux et analytiques sont représentés dans la Figure 4.6. Les paramètres caractéristiques trouvés sont récapitulés dans le Tableau 4.2.

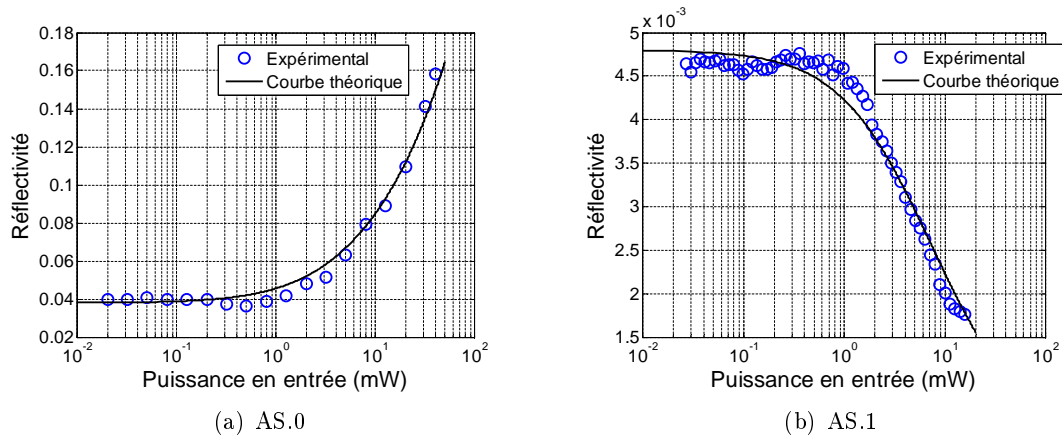


FIGURE 4.6 – Réflectivités expérimentales et théoriques des composants étudiés.

TABLE 4.2 – Paramètres caractéristiques des modèles d'absorbants saturables.

Paramètres	SA.0	SA.1
$R_0$	0,038	0,0048
$P_{sat}$	2 mW	5 mW
$\alpha$	0,45	-0,7

À partir de ce formalisme nous allons étudier l'impact de chaque absorbant sur un signal optique, ainsi que le dispositif constitué de la cascade de ces deux absorbants.

### 4.3.1 Impact de chaque composant sur le signal optique

Si nous considérons les hypothèses suivantes : les fluctuations de puissances  $dP$  sont faibles par rapport à la puissance moyenne  $P$  (correspondant donc à un OSNR élevé), et enfin les niveaux bas de puissance sont très inférieurs à  $P_{sat}$ . Sous ces hypothèses, la variation du taux d'extinction due à chaque composant peut s'écrire :

$$VTex = \left(1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}\right)^\alpha \quad (4-8)$$

La Figure 4.7 représente la variation de taux d'extinction (en dB) versus la puissance incidente due à l'AS.0 4.7(a), et due à l'AS.1 4.7(b) pour différentes valeurs de  $\alpha$ . Nous observons bien une augmentation de taux d'extinction du signal dans le cas de l'AS.0, et une dégradation dans le cas de l'AS.1.

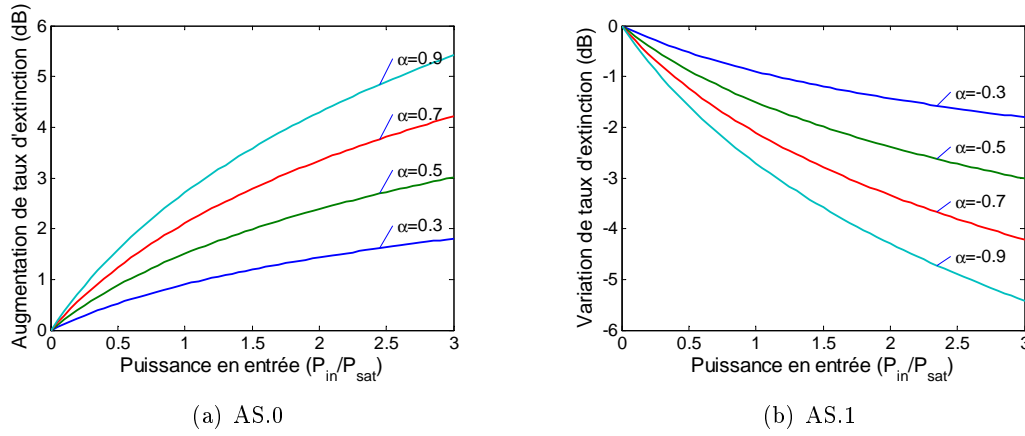


FIGURE 4.7 – Variation de taux d'extinction due à l'AS.0 (a), et due à l'AS.1 (b).

Pour le facteur de transmission de bruit, à partir de l'équation 4-7, nous avons :

$$\frac{dR(P_{in})}{dP_{in}} = \alpha \frac{R(P_{in})}{P_{in}} \frac{1}{1 + \frac{P_{sat}}{P_{in}}} \quad (4-9)$$

Le facteur de transmission de bruit devient :

$$FTB = 1 + \frac{\alpha}{1 + \frac{P_{sat}}{P_{in}}} \quad (4-10)$$

La Figure 4.8 représente le facteur de transmission de bruit en fonction de la puissance incidente de l'AS.0 4.8(a) et de l'AS.1 4.8(b) pour différentes valeurs de  $\alpha$ .

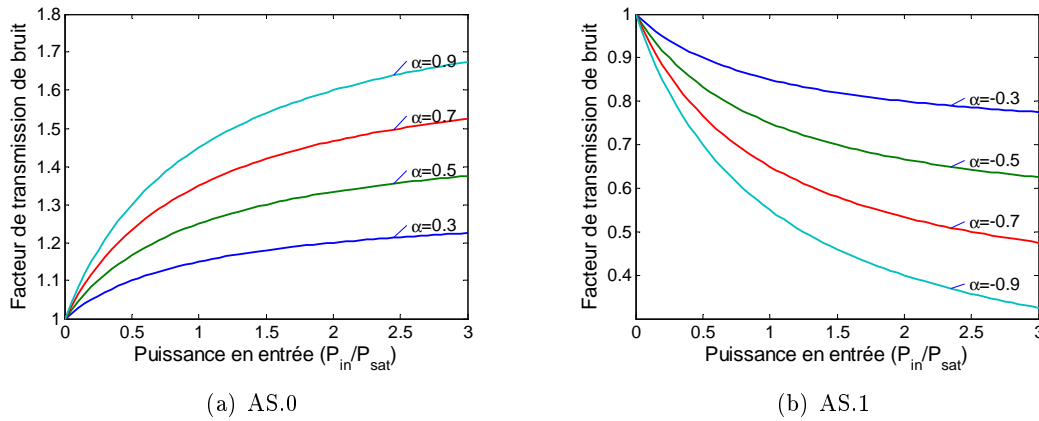


FIGURE 4.8 – Facteur de transmission de bruit due à l'AS.0 (a), et due à l'AS.1 (b).

Nous constatons que dans le cas de l'AS.0, le FTB est supérieur à 1 ce qui montre que l'AS.0 accentue les fluctuations sur les fortes puissances optiques. Au contraire, l'AS.1 joue bien son rôle de limiteur de puissance puisque le FTB est inférieur à 1.

En résumé, l'AS.0 permet d'augmenter le taux d'extinction du signal, mais il amplifie les fluctuations d'intensité sur les niveaux haut car plus l'impulsion est grande, plus elle est



transmise par AS.0. La fonction caractéristique de l'AS.1 permet de réduire les fluctuations d'intensité, néanmoins le taux d'extinction du signal est dégradé.

Dans la section suivante, nous allons examiner l'efficacité du tandem AS.0-AS.1. Pour que l'association de ces deux fonctions complémentaires implique une amélioration de la qualité d'un signal nous allons montrer que certains critères doivent être respectés.

### 4.3.2 Efficacité du tandem AS.0-AS.1

Lorsque l'AS.0 et l'AS.1 sont en tandem, la variation du taux d'extinction du signal et le facteur de transmission de bruit sont des fonctions à deux variables qui sont  $P_{inAS.0}$  et  $P_{inAS.1}$ , les puissances en entrée de l'AS.0 et de l'AS.1 respectivement (Figure 4.9). Nous supposons dans la suite que l'amplificateur optique entre les absorbants (EDFA 2) est équivalent à un gain linéaire et n'affecte pas la qualité du signal (bruit d'amplificateur négligé). Cet amplificateur est nécessairement présent dans la réalité puisque les absorbants saturable ont des pertes importantes, ce qui implique donc une dégradation de la qualité du signal. Cependant, nous admettons cette hypothèse pour étudier le comportement du régénérateur.

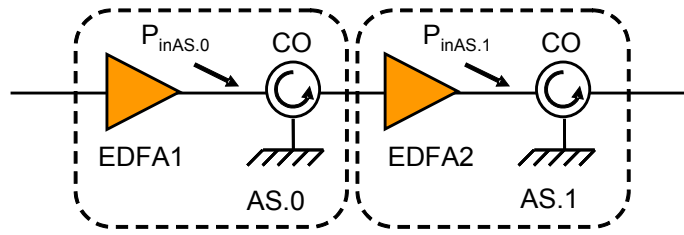


FIGURE 4.9 – Schéma du tandem régénérateur AS.0-AS.1.

La variation du taux d'extinction due au tandem est la multiplication des variations de taux d'extinction dues à chaque absorbant.

$$\begin{aligned} VTex_{AS.0\_AS.1} &= VTex_{AS.0} \cdot VTex_{AS.1} \\ &= \left(1 + \frac{P_{inAS.0}}{P_{satAS.0}}\right)^{\alpha_{AS.0}} \cdot \left(1 + \frac{P_{inAS.1}}{P_{satAS.1}}\right)^{\alpha_{AS.1}} \end{aligned} \quad (4-11)$$

De manière analogue pour le facteur de transmission de bruit, nous avons :

$$\begin{aligned} FTB_{AS.0\_AS.1} &= FTB_{AS.0} \cdot FTB_{AS.1} \\ &= \left(1 + \frac{\alpha_{AS.0}}{1 + \frac{P_{satAS.0}}{P_{inAS.0}}}\right) \cdot \left(1 + \frac{\alpha_{AS.1}}{1 + \frac{P_{satAS.1}}{P_{inAS.1}}}\right) \end{aligned} \quad (4-12)$$

Lorsque l'AS.0 est en première ou en seconde position, l'efficacité du tandem reste identique. Nous allons voir dans la partie expérimentale que ce n'est pas le cas dans la réalité à cause notamment du bruit des amplificateurs intermédiaires et des pertes importantes des AS.

Les Figures 4.10 et 4.11 représentent respectivement la variation de taux d'extinction et le facteur de transmission de bruit du tandem en fonction des puissances en entrée de l'AS.0 (l'axe horizontal) et de l'AS.1 (l'axe vertical). Les pentes non-linéaires utilisées sont celles trouvées dans la section précédente pour les composants étudiés (i.e.  $\alpha_{AS.0}=0,5$  et  $\alpha_{AS.1}=-0,7$ ).

Dans la Figure 4.10, la variation du taux d'extinction du signal est tracée en fonction de la puissance en entrée de l'AS.0 et celle de l'AS.1. Pour que le taux d'extinction en sortie du tandem ne soit pas dégradé, les puissances en entrée de l'AS.0 et de l'AS.1 doivent satisfaire l'inégalité suivante :

$$VTex_{AS.0-AS.1} \geq 1$$

Soit :

$$\left(1 + \frac{P_{inAS.0}}{P_{satAS.0}}\right)^{\alpha_{AS.0}} \times \left(1 + \frac{P_{inAS.1}}{P_{satAS.1}}\right)^{\alpha_{AS.1}} \geq 1 \quad (4-13)$$

L'égalité  $VTex_{AS.0-AS.1}=1$  définit un contour de valeur 1 (contour F dans la Figure 4.10) qui sépare la cartographie en deux zones de fonctionnement distinctes. Au dessus du contour F se situe la zone de fonctionnement où le tandem dégrade le taux d'extinction du signal, et en dessous du contour F, le tandem augmente le taux d'extinction.

L'équation de ce contour caractéristique s'écrit :

$$\left(1 + \frac{P_{inAS.0}}{P_{satAS.0}}\right)^{\alpha_{AS.0}} \times \left(1 + \frac{P_{inAS.1}}{P_{satAS.1}}\right)^{\alpha_{AS.1}} = 1 \quad (4-14)$$

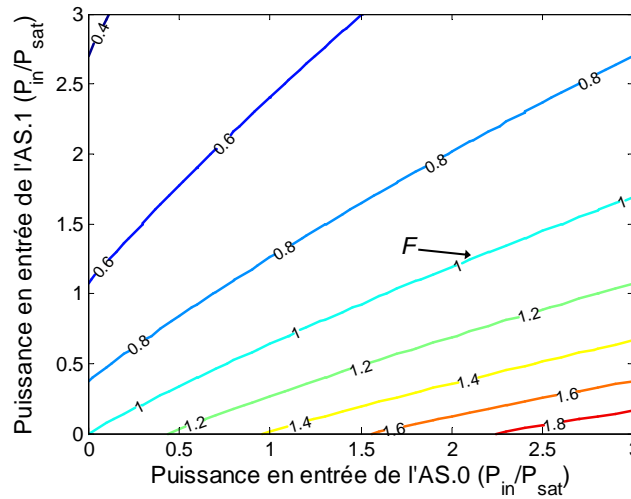


FIGURE 4.10 – Variation de taux d'extinction du tandem en fonction de la puissance en entrée de l'AS.0 (l'axe horizontal) et de la puissance en entrée de l'AS.1 (l'axe vertical).

De la même manière pour le facteur de transmission de bruit représenté sur la Figure 4.11. Pour que le tandem réduise les fluctuations d'intensité, les puissances en entrée de l'AS.0 et de l'AS.1 doivent satisfaire l'inégalité :

$$FTB_{AS.0-AS.1} \leq 1$$

Soit :

$$\left(1 + \frac{\alpha_{AS.0}}{1 + \frac{P_{satAS.0}}{P_{inAS.0}}}\right) \times \left(1 + \frac{\alpha_{AS.1}}{1 + \frac{P_{satAS.1}}{P_{inAS.1}}}\right) \leq 1 \quad (4-15)$$

Le contour caractéristique G du facteur de transmission de bruit du tandem est :

$$\left(1 + \frac{\alpha_{AS.0}}{1 + \frac{P_{satAS.0}}{P_{inAS.0}}}\right) \times \left(1 + \frac{\alpha_{AS.1}}{1 + \frac{P_{satAS.1}}{P_{inAS.1}}}\right) = 1 \quad (4-16)$$

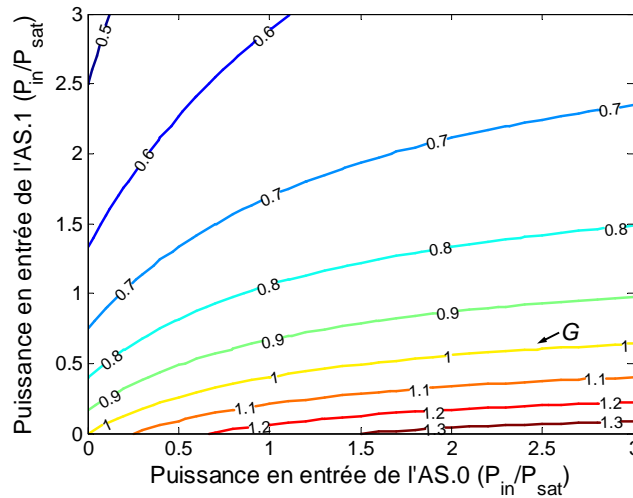


FIGURE 4.11 – Facteur de transmission de bruit du tandem en fonction de la puissance en entrée de l'AS.0 (l'axe horizontal) et de la puissance en entrée de l'AS.1 (l'axe vertical).

Lorsque nous mettons ces deux contours caractéristiques (F et G) sur le même graphique (Figure 4.12), nous avons trois zones de fonctionnement du tandem :

- La première (1) se situe au dessus de la fonction F, l'inégalité 4-13 n'est pas satisfaite, le tandem dégrade le taux d'extinction du signal.
- La deuxième (3) se situe en dessous de la fonction G, l'inégalité 4-15 n'est pas satisfaite, le tandem amplifie les fluctuations d'intensité.
- La troisième (2) est la zone de fonctionnement efficace du tandem, où celui-ci permet à la fois d'augmenter le taux d'extinction du signal et également de réduire les fluctuations d'intensité.

Nous avons également testé pour plusieurs combinaisons de valeurs de  $\alpha_{AS.0}$  et  $\alpha_{AS.1}$ . Dans la plupart des cas, nous avons  $F > G$ . Par conséquent, une zone de fonctionnement efficace du tandem existe toujours quelles que soient les caractéristiques des fonctions de transmission de l'AS.0 et AS.1. Néanmoins, l'ouverture de cette zone, qui permet de prédire l'efficacité expérimentale du tandem, est différente pour chaque combinaison de valeurs de  $\alpha_{AS.0}$  et  $\alpha_{AS.1}$ . Si cette zone est étroite, le fonctionnement expérimental du tandem sera difficilement obtenu.

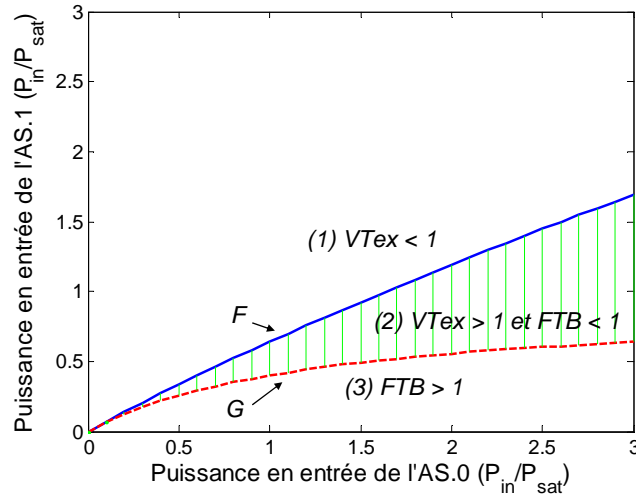


FIGURE 4.12 – Zone de fonctionnement efficace du tandem ( $\alpha_{AS.0}=0,5$ ,  $\alpha_{AS.1}=-0,7$ ).

### 4.3.3 Conclusion de l'étude analytique

L'objectif de cette étude analytique est d'étudier le rôle de chaque composant ainsi que de déterminer s'il existe un point de fonctionnement du tandem AS.0-AS.1 où la qualité du signal est améliorée.

L'étude analytique a bien mis en évidence que l'AS.0 permet d'augmenter le taux d'extinction du signal mais au détriment des fluctuations sur les fortes intensités qui sont amplifiées. Cependant, l'AS.1 permet de réduire les fluctuations d'intensité mais cette fois-ci au détriment d'une diminution du taux d'extinction. Nous avons montré que quelles que soient les caractéristiques des fonctions de transmission des AS, il existe toujours des puissances de fonctionnement permettant d'obtenir à la fois une amélioration du taux d'extinction et la réduction des fluctuations de fortes intensités.

Néanmoins, cette étude analytique ne tient pas compte des réponses dynamiques des composants, dans la suite, nous allons aborder une étude numérique qui simule un système réel pour évaluer l'efficacité du régénérateur constitué par ces deux AS.

## 4.4 Étude numérique

Dans cette section, nous utilisons un modèle numérique pour étudier l'efficacité du régénérateur. Comme nous l'avons présenté dans le chapitre 2, ce modèle numérique ne permet pas de déterminer le TEB car la distribution de la puissance n'est plus gaussienne après le passage dans le régénérateur. Cependant, le facteur de qualité permet d'obtenir une estimation qualitative de l'amélioration du diagramme de l'œil. L'ouverture du diagramme de l'œil en amplitude et en temps peut être évaluée grâce aux facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  définis

au chapitre 2. Nous rappelons les expressions :

$$Q_a = \frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (4-17)$$

$$Q_a = \frac{T_D - T_M}{\sigma_{TD} + \sigma_{TM}} \quad (4-18)$$

#### 4.4.1 Modèle d'absorbant saturable des « 1 »

Le modèle phénoménologique de l'AS.1 est basé sur le même principe que le modèle de l'AS.0 construit au chapitre 3. L'absorption saturable est considéré cette fois-ci inversement proportionnelle à la puissance incidente. En remplaçant  $P(t)$  par  $-P(t)$  dans le modèle de l'AS.0, le modèle phénoménologique de l'AS.1 s'écrit :

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp\left(-\frac{A}{2}\right) \exp\left(\frac{A}{2\left(1 + \frac{\bar{P}}{P_{sat}}\right)} \frac{(-P(t))}{P_{sat}} \otimes h(t)\right) \quad (4-19)$$

avec  $A$  l'absorption à petit signal,  $P_{sat}$  la puissance de saturation, et  $h(t)$  la réponse impulsionnelle du composant qui est définie comme :

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (4-20)$$

Nous avons ajusté les paramètres  $A$ ,  $\tau$  et  $P_{sat}$  pour obtenir un modèle numérique qui est représentatif du composant réel.

La Figure 4.13 représente l'évolution du contraste en fonction de la puissance moyenne incidente de la pompe, obtenu expérimentalement et avec le modèle. Nous constatons que le modèle peut bien s'appliquer jusqu'à une puissance incidente 10 dBm correspondant avec un contraste de 5 dB maximum. Au-delà de cette valeur, nous sommes également limiter par les effets thermiques comme dans les AS.0 [14, 82].

La Figure 4.14 représente les résultats expérimentaux et ceux de simulation de l'évolution temporelle de la réflectivité normalisée obtenus pour une puissance incidente de pompe de 4,5 dBm. La courbe expérimentale est obtenue grâce à un montage pompe-sonde. La pompe est issue d'un laser impulsionnel qui délivre des impulsions à une cadence de 10 GHz avec des largeurs d'impulsions à mi-hauteur de l'ordre de 2 ps. La sonde en sortie est analysée à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage optique possédant une résolution de 1 ps. Grâce à cette mesure, nous pouvons en déduire le temps de réponse du composant de 3,5 ps. Le modèle permet donc de décrire parfaitement le comportement expérimental de l'AS.1.

Dans la suite, le modèle d'AS.0 est identique à celui utilisé dans le chapitre 3. Néanmoins, les paramètres caractéristiques sont modifiés pour s'adapter au composant discret utilisé, notamment le temps de réponse de 1,5 ps qui est plus performant que le module AS étudié dans le chapitre précédent.

La section suivante est consacrée à l'étude numérique de la cascabilité de l'association AS.0-AS.1 dans une boucle à recirculation.

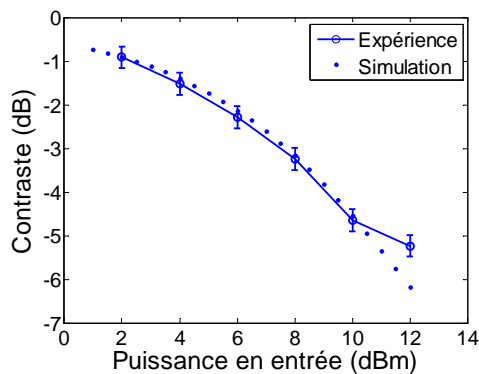


FIGURE 4.13 – Évolution expérimentale et numérique du contraste avec la puissance moyenne.

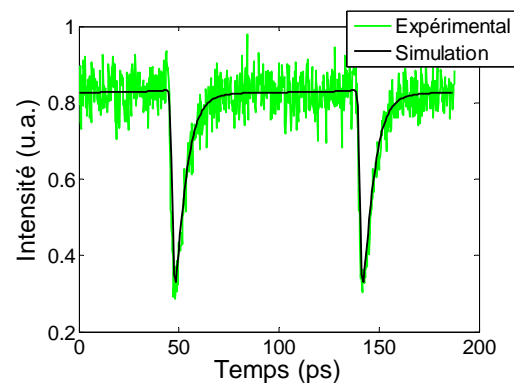


FIGURE 4.14 – Réponse impulsionnelle expérimentale et numérique de l'absorbant saturable.

#### 4.4.2 Étude numérique de la cascabilité

Cette étude numérique a pour but d'étudier l'efficacité du régénérateur 2R utilisant deux fonctions complémentaires de l'AS.1 et de l'AS.0. Dans un premier temps, nous nous sommes attachés à étudier la cascabilité du dispositif à 42,7 Gbit/s sans ajout de bruit d'ESA afin de déterminer les pénalités éventuellement introduites par le régénérateur. Nous étudions ensuite son efficacité en présence du bruit d'ESA ainsi que l'impact de différents paramètres physiques en jeu (temps de réponse, nombre de régénérateurs en cascade).

##### 4.4.2.1 Sans bruit d'émission spontanée amplifiée

Nous débuterons cette étude avec la cascabilité du régénérateur dans la condition sans bruit d'ESA. Le signal optique est seulement déformé par le tandem régénérateur AS.0-AS.1. Cette étude permet de déterminer si le régénérateur étudié introduit des pénalités lors de son utilisation dans un système de transmission.

Nous utilisons un signal optique modulé en intensité à 42,7 Gbit/s, avec une longueur de séquence de  $2^7-1$ . La simulation est réalisée avec 1024 d'échantillons par bit, et 1024 bits.

Dans un premier temps, nous cascadeons le tandem AS.0-AS.1 dont les paramètres correspondent aux paramètres réels des composants. La puissance en entrée de l'AS.0 est de 11 dBm, et celle en entrée de l'AS.1 est de 6 dBm. Ce point de fonctionnement est bien compris dans la zone de fonctionnement efficace trouvée dans l'étude analytique, qui donne une amélioration du taux d'extinction du signal de 1,6 dB et un facteur de transmission du bruit de 0,7 après un passage. Ces choix de paramètres correspondent au meilleur point de fonctionnement du tandem, qui sera confirmé par la suite quand le bruit d'émission spontanée amplifiée est ajouté. Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau 4.3.

Nous observons les diagrammes de l'œil optique (avec une résolution temporelle limitée essentiellement par le nombre d'échantillon par bits soit 23 fs) du signal après plusieurs passages dans le régénérateur. La Figure 4.15 représente les diagrammes de l'œil à l'émission

TABLE 4.3 – Paramètres de modélisation pour une cascade de tandem AS.0-AS.1 à 42,7 Gbit/s sans bruit d'émission spontanée amplifiée.

Temps de réponse de l'AS.0	1,5 ps
Puissance en entrée de l'AS.0	11 dBm
Temps de réponse de l'AS.1	4 ps
Puissance en entrée de l'AS.1	6 dBm
Bruit ajouté	Non
Filtre optique	Non
Nombre de bits	1024
Nombre d'échantillons par bit	1 024

(a) après 5 passages (b), 10 passages (c), et 20 passages (d) dans le régénérateur.

Nous pouvons déduire de ces diagrammes de l'œil plusieurs remarques : Tout d'abord, nous constatons que les impulsions optiques se compriment après plusieurs passages dans le régénérateur. Les impulsions sont compressées à 1 ps après 10 passages et jusqu'à 0,5 ps après 20 passages dans le régénérateur, due à la fonction non-linéaire de l'AS.0.

D'autre part, nous observons un effet de séquence dû au temps de réponse de l'AS.1 qui est de 4 ps. En l'absence de bruit d'ESA, cet effet de séquence est déterministe puisque nous observons deux groupes distincts d'impulsions décalés temporellement. Un des deux correspond au cas particulier où nous avons deux bits consécutifs à « 1 ». Après seulement 5 passages dans le tandem, la présence dans la séquence de deux bits consécutifs à « 1 » crée une légère fluctuation d'intensité ainsi qu'un décalage temporel. Après plusieurs passages, le régénérateur lui-même arrive à compenser cette fluctuation d'intensité, cependant le décalage temporel devient de plus en plus important. Après 20 passages, les impulsions sont rééquilibrées en amplitude, mais un dédoublement temporel du diagramme de l'œil apparaît. L'écart temporel entre ces deux parties dédoublées du diagramme de l'œil est de 0,2 ps à 20 passages. Le dédoublement reste malgré tout négligeable pour le débit de l'information considéré qui est de 42,7 Gbit/s.

Pour éviter cette compression d'impulsion, nous plaçons un filtre qui permettra de limiter l'élargissement spectral et donc la compression temporelle. La bande passante à 3 dB du filtre optique gaussien est optimisée à 1,2 nm. Nous plaçons ce filtre optique à la sortie du tandem. Les diagrammes de l'œil optiques du signal en sortie du système dans ce cas sont représentés dans la Figure 4.16. Nous observons que le filtre optique permet effectivement de maintenir une forme d'impulsions constante, et ainsi évite la compression temporelle. L'effet de séquence est toujours présent. L'efficacité de la fonction de limiteur de puissance de l'AS.1 est réduite à cause du filtrage, car les fluctuations d'intensité, qui ont été pratiquement égalisées dans le cas sans filtre après 20 passages, existent encore dans les cas avec filtre. Le décalage temporel devient également plus important avec le filtrage. Si nous comparons l'écart entre deux parties dédoublées du diagramme de l'œil à 20 passages dans le cas sans et avec le filtrage, cet écart est augmenté de 0,2 ps à 0,7 ps lorsque le filtre est utilisé.

Pour nous assurer que ce dédoublement est dû à la réponse de l'AS.1, nous allons main-

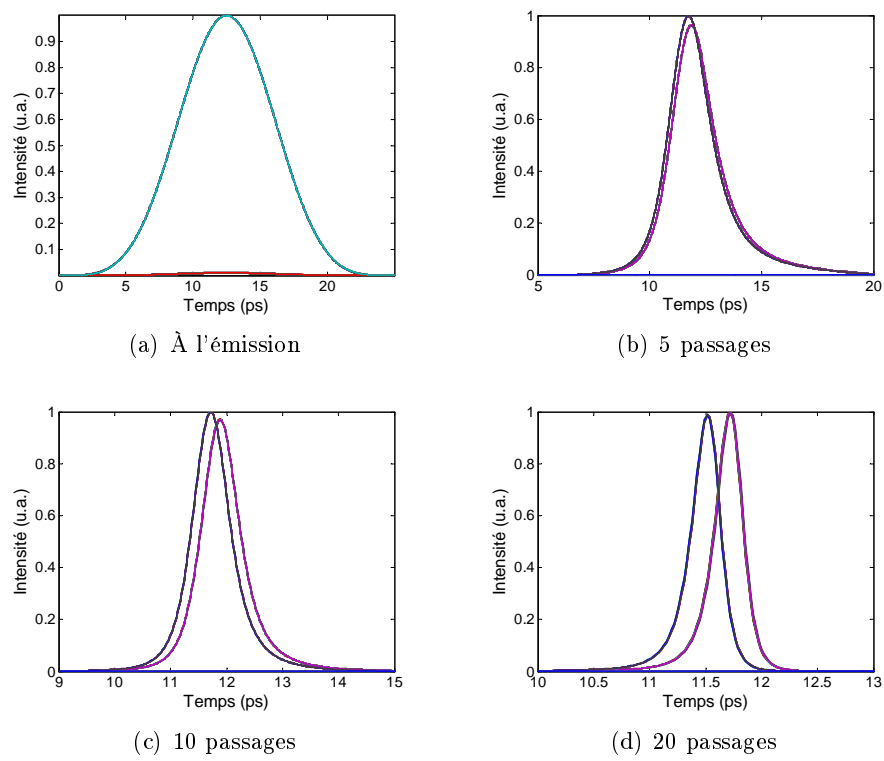


FIGURE 4.15 – Diagramme de l'œil à l'émission (a) après 5 passages (b), 10 passages (c) et 20 passages (d) dans le régénérateur.



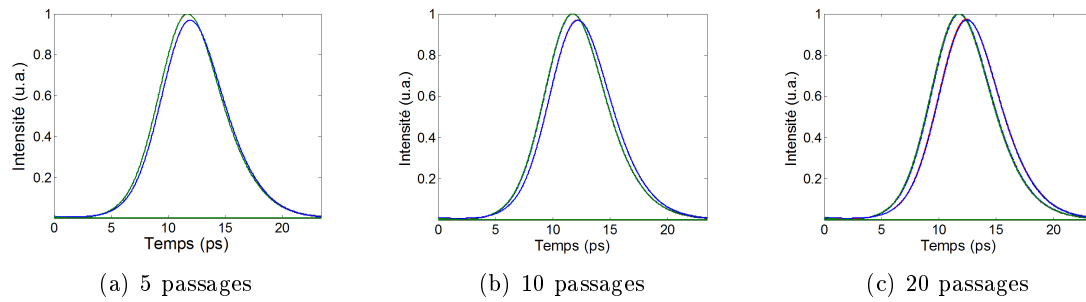


FIGURE 4.16 – Diagramme de l’œil après (a) 5 passages, (b) 10 passages et (c) 20 passages dans le régénérateur suivi par un filtre optique de 1,2 nm.

tenant supposer que la réponse temporelle de l’AS.1 est de 1,5 ps, comparable à celle de l’AS.0. La Figure 4.17 représente le diagramme de l’œil optique du signal après 20 passages dans le tandem AS.0-AS.1. Nous remarquons alors que le dédoublement n’existe quasiment plus et que les fluctuations d’intensité sont très faibles.

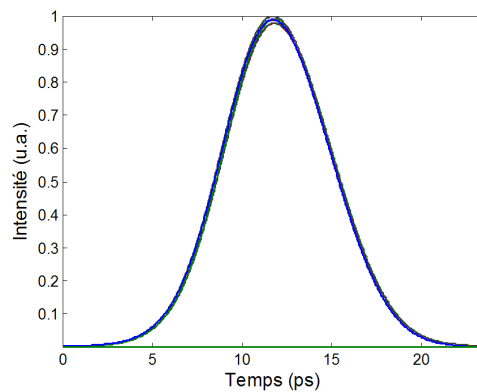


FIGURE 4.17 – Diagramme de l’œil après 20 passages dans le tandem AS.0-AS.1 et un filtre, avec la réponse temporelle de chaque composant de 1,5 ps.

Malgré la présence de l’effet de séquence liée à la réponse de 4 ps de l’AS.1, cet effet reste négligeable lorsque nous mettons un nombre réaliste de régénérateurs en cascade (inférieur à 20). L’efficacité de réduction du bruit d’intensité du régénérateur sera démontrée dans la section suivante, lorsque le bruit d’émission spontanée amplifiée est ajouté dans la boucle. L’impact des temps de réponse de l’AS.0 et de l’AS.1 sera également étudié dans cette étude numérique.

#### 4.4.2.2 Impact de l’émission spontanée amplifiée

Nous considérons maintenant que le signal est dégradé par l’accumulation de bruit d’émission spontanée amplifiée. Dans le modèle, nous ajoutons maintenant le bruit d’ESA devant le régénérateur. La bande passante pour visualiser les diagrammes de l’œil optiques est toujours limitée seulement par l’échantillonnage numérique. Le facteur de qualité du

signal est déterminé après détection en considérant une bande passante de 50 GHz pour le détecteur.

Le point de fonctionnement du tandem reste identique à celui présenté dans la section précédente. Le Tableau 4.4 récapitule les paramètres de modélisation. Le filtre optique à 1,2 nm est présent dans les deux cas sans et avec régénération pour ne pas modifier la densité spectrale du bruit d'ESA.

TABLE 4.4 – Paramètres de modélisation pour une cascade de tandem AS.0-AS.1 à 42,7 Gbit/s avec bruit d'émission spontanée amplifiée.

Temps de réponse de l'AS.0	1,5 ps
Puissance en entrée de l'AS.0	11 dBm
Temps de réponse de l'AS.1	4 ps
Puissance en entrée de l'AS.1	6 dBm
OSNR au premier tour	25 dB
Filtre optique	1,2 nm
Nombre de bits	1024
Nombre d'échantillons par bit	1024

La Figure 4.18 représente les diagrammes de l'œil optiques du signal après 20 tours dans la boucle sans (a) et avec régénération (b). Nous constatons que le régénérateur permet de maintenir un diagramme de l'œil ouvert. Le facteur de qualité en amplitude est augmenté de 5,1 dans le cas sans régénération, à 30,8 lorsque le tandem est introduit dans la boucle. Une fluctuation d'intensité est encore présente sur les niveaux hauts, néanmoins elle est significativement inférieure par rapport au cas sans régénération. Nous notons par contre la présence d'une gigue temporelle liée au fait que nous effectuons uniquement une régénération de type 2R.

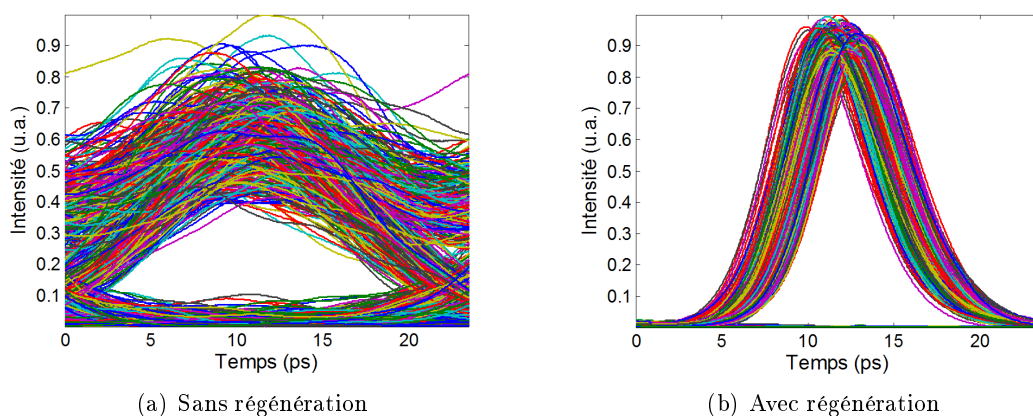


FIGURE 4.18 – Diagrammes de l'œil optiques du signal après 20 tours sans (a) et avec régénérateur (b) avec 25 dB d'OSNR au premier tour.

Malgré le filtre optique à 1,2 nm présent dans le cas de référence, les impulsions sont déformées temporellement dû au battement entre le signal et le bruit d'ESA. Dans le cas

TABLE 4.5 – Différents bruits de ligne considérés.

Cas 1	$\text{OSNR}_{1er} = 28 \text{ dB (1 nm)}$	$\text{TEB}_{20\text{tours}} = 1,4 \cdot 10^{-10}$	$Q = 6,3$
Cas 2	$\text{OSNR}_{1er} = 25 \text{ dB (1 nm)}$	$\text{TEB}_{20\text{tours}} = 1,8 \cdot 10^{-7}$	$Q = 5,1$
Cas 3	$\text{OSNR}_{1er} = 22 \text{ dB (1 nm)}$	$\text{TEB}_{20\text{tours}} = 4,8 \cdot 10^{-5}$	$Q = 3,9$

TABLE 4.6 – Facteurs de qualité du signal sans et avec régénération dans différents cas de bruit considérés.

	Sans régénération	Avec régénération
Cas 1	6,3	44,5
Cas 2	5,1	30,8
Cas 3	3,9	21,4

avec régénérateur, la forme des impulsions est maintenue constante.

Nous allons maintenant considérer l'impact du bruit de ligne sur l'efficacité du régénérateur en faisant varier l'OSNR devant le régénérateur. Trois cas sont considérés, et les performances en TEB et facteur de qualité  $Q$  dans le cas sans régénérateur sont récapitulés dans le Tableau 4.5.

La Figure 4.19 présente les diagrammes de l'œil optiques obtenus sans et avec régénérateur dans les trois cas considérés. Les paramètres du régénérateur sont les mêmes que précédemment. Et le Tableau 4.6 récapitule les facteurs de qualité en amplitude mesurés.

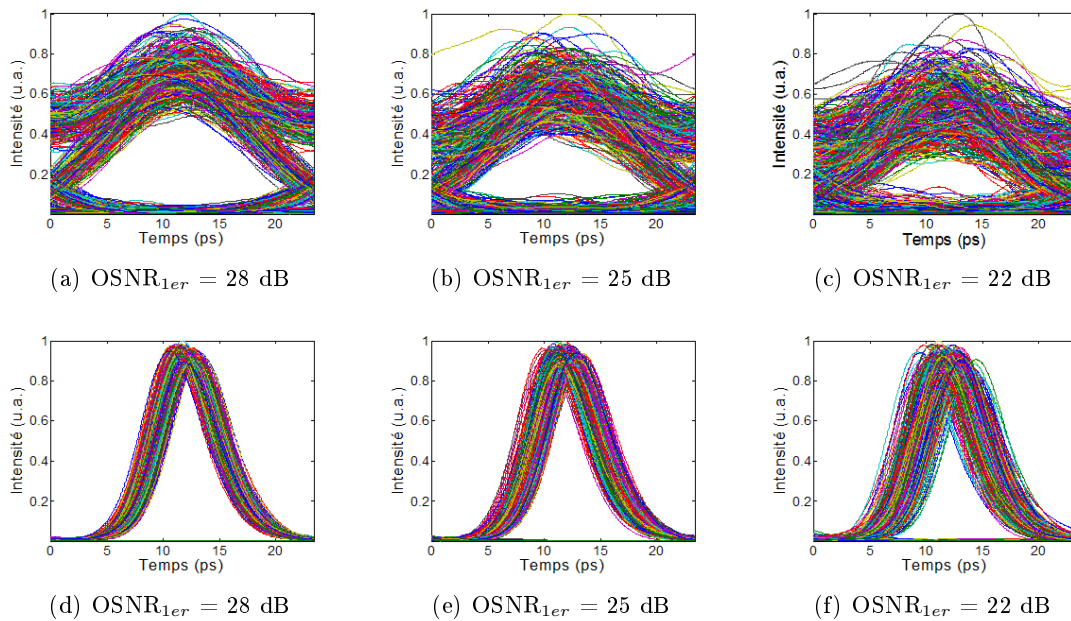


FIGURE 4.19 – Diagrammes de l'œil optique après 20 tours, sans régénérateur dans les cas 1 (a), 2 (b) et 3 (c), et avec régénérateur dans les cas 1 (d), 2 (e), et 3 (f).

Nous pouvons constater encore une fois la capacité du régénérateur à augmenter la qualité du signal, quel que soit le bruit cumulé. Cependant, le facteur de qualité du signal

diminue lorsque le bruit cumulé devant le régénérateur augmente. Sur les diagrammes de l'œil, nous pouvons observer que cette fermeture du diagramme de l'œil n'est pas vraiment liée aux fluctuations d'intensité, mais surtout à l'accumulation de la gigue temporelle du signal. Plus le signal est dégradé devant le régénérateur, plus la gigue temporelle en sortie devient importante.

Pour mieux observer l'accumulation de la gigue temporelle du signal, nous considérons dans la section suivante l'évolution de la qualité du signal en fonction du nombre de cascades à travers le régénérateur.

#### 4.4.2.3 Impact du nombre de cascades à travers le régénérateur 2R

Nous faisons maintenant varier le nombre de cascades du dispositif. L'OSNR au premier tour de la boucle est fixé à 25 dB, et le point de fonctionnement du régénérateur reste identique aux cas précédents.

La Figure 4.20 représente l'évolution de facteur de qualité (en dB) en fonction de nombre de tours dans la boucle dans le cas sans (référence) et avec régénération (2R). Dans le cas sans régénération, le facteur de qualité du signal se dégrade rapidement à cause de l'accumulation de bruit d'intensité. Un facteur de qualité de 14 dB (équivalent à un TEB de l'ordre de  $10^{-8}$  en considérant un bruit gaussien) est atteint après 20 tours sans régénération. Lorsque le régénérateur est utilisé, nous observons une dégradation du facteur de qualité du signal au fur et à mesure des cascades, mais moins rapidement. Le régénérateur peut être cascadié environ 250 fois pour un facteur de qualité de 16 dB.

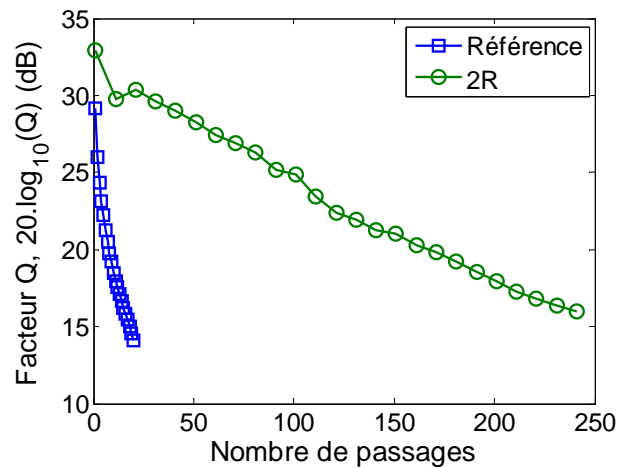


FIGURE 4.20 – Facteur de qualité du signal en fonction de nombre de passages dans la boucle courte.

Comme nous l'avons dit précédemment, cette dégradation du facteur de qualité du signal est due à l'accumulation de la gigue temporelle du signal. La gigue temporelle est liée au bruit d'ESA qui déforme la forme temporelle conduisant à des fluctuations de la position du pic d'impulsions. Une régénération 2R permet de réduire les fluctuations d'amplitude,

mais elle ne permet pas de recentrer les impulsions au centre de temps bit. Ces fluctuations de la position d'impulsion s'accroissent de plus en plus avec le bruit d'ESA dans la boucle à recirculation.

La Figure 4.21 représente les diagrammes de l'œil optiques au bout de 20 (a), 100 (b), et 200 (c) cascades et l'extraction de quelques bits pour mieux observer les déformations en amplitude et en temps des diagrammes de l'œil. Nous constatons que la forme des impulsions est bien conservée après plusieurs cascades. Les niveaux de fortes intensités ne sont pas tout à fait égalisés, mais les fluctuations d'intensité sont stables au cours des passages à travers le régénérateur. Nous observons encore une fois que l'accumulation de gigue temporelle est la principale limitation dans le cas de cette régénération 2R démontrant ainsi l'efficacité du tandem AS.0-AS.1 à limiter les fluctuations d'intensité.

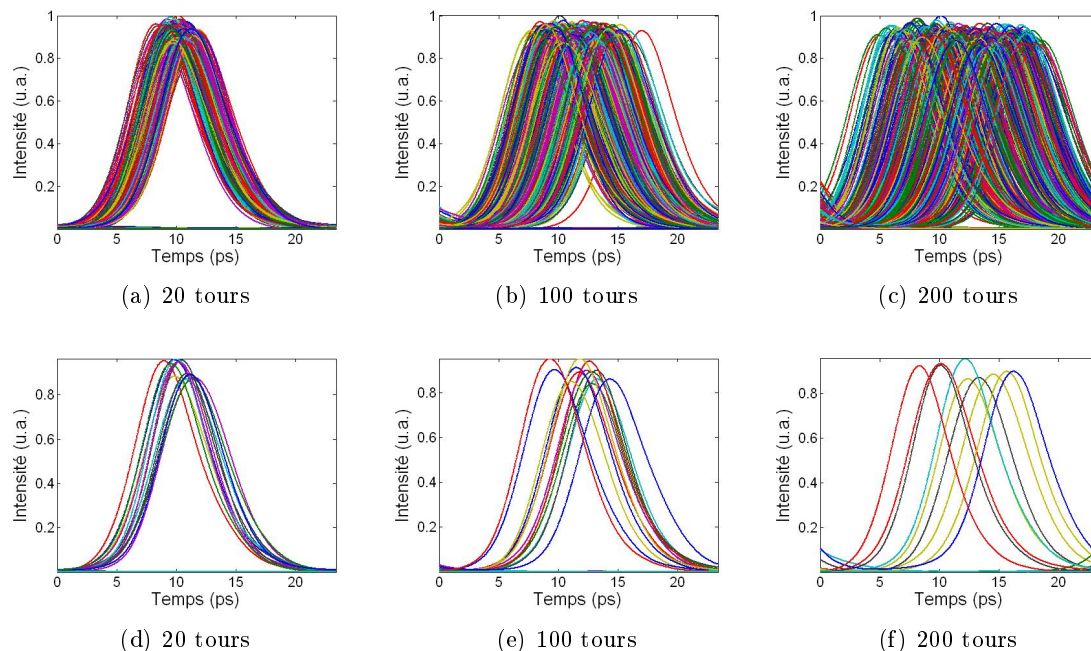


FIGURE 4.21 – Diagrammes de l'œil optique du signal après 20 (a), 100 (b), et 200 (c) cascades dans le régénérateur, et extraction de quelques bits : (d), (e), (f).

#### 4.4.2.4 Impact du temps de réponse de chaque composant

Il est intéressant de considérer maintenant l'impact du temps de réponse de chaque composant sur l'efficacité du régénérateur. Dans cette étude, nous faisons varier consécutivement le temps de réponse de l'AS.0 et de l'AS.1. Pour mieux séparer l'impact du temps de réponse de l'un ou l'autre composant, nous considérerons le temps de réponse du composant non étudié comme instantané ( $t=0,1$  ps).

L'OSNR devant le régénérateur est de 20 dB, ce qui correspond à un TEB de  $10^{-8}$  après 6 tours sans régénération. La Figure 4.22 représente le nombre de cascades du régénérateur

pour obtenir un facteur de qualité du signal en sortie de 14 dB (TEB de  $10^{-8}$  pour le bruit gaussien) en fonction du temps de réponse de chaque composant. La courbe avec les marqueurs carrés est pour le cas où le temps de réponse de l'AS.0 varie et la courbe avec les marqueurs triangles est pour le cas où le temps de réponse de l'AS.1 varie.

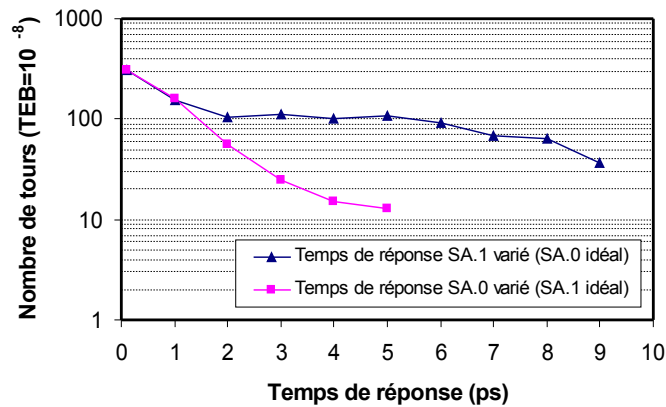


FIGURE 4.22 – Nombre de cascades du régénérateur pour un facteur de qualité de 14 dB en fonction du temps de réponse de chaque composant.

Avec une dynamique inférieure à 1 ps, le temps de réponse du composant n'a pas beaucoup d'impact sur les performances du régénérateur puisqu'il est assez rapide pour fonctionner à 40 Gbit/s. Au-delà de 1 ps, nous remarquons une grande différence sur l'influence du temps de réponse de chaque composant. Lorsque l'AS.1 est idéalement rapide, les performances du régénérateur diminuent continuellement quand le temps de réponse de l'AS.0 augmente. Avec un temps de réponse de l'AS.0 de 5 ps, le régénérateur ne peut que doubler le nombre de tours par rapport au cas sans régénération (13 tours par rapport à 6 tours sans régénération). En revanche, le temps de réponse de l'AS.1 n'a pas le même impact sur les performances du régénérateur. Lorsque le temps de réponse de l'AS.0 est idéal, les performances du régénérateur restent à peu près identiques quand le temps de l'AS.1 augmente de 2 ps à 6 ps. Le nombre de tours reste constant autour 100 tours, comparé à 6 tours sans régénération. Au-delà de 6 ps, l'efficacité du régénérateur commence à diminuer en fonction du temps de réponse de l'AS.1.

Pour mieux comprendre les différents impacts du temps de réponse des composants, nous considérons la déformation du signal après plusieurs passages dans chaque composant AS. Le temps de réponse de chaque composant est fixé à 10 ps pour mieux observer l'effet lié à la séquence. Les puissances en entrée de chaque composant sont ajustées pour avoir un contraste de 1 dB au premier passage. Nous comparons le signal après 1 et 10 passages dans chaque composant. La modélisation est effectuée cette fois-ci avec 64 bits et 1024 échantillons par bit pour optimiser le temps de calcul. Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau 4.7.

La Figure 4.23 représente les résultats après un passage dans chaque composant. Les trois premières figures sont pour le cas d'AS.0, la Figure 4.23(a) représente la réflectivité

TABLE 4.7 – Paramètres de modélisation pour le cascade de chaque composant.

Temps de réponse de l'AS.0	10 ps
Contraste de l'AS.0	1 dB
Temps de réponse de l'AS.1	10 ps
Contraste de l'AS.1	-1 dB
Bruit ajouté	Non
Filtre optique	Non
Nombre de bits	64
Nombre d'échantillons par bit	1024

dynamique de l'AS.0 au premier passage pour une séquence de 4 impulsions consécutives, le contraste obtenu est bien de 1 dB. Les figures (b) et (c) reportent respectivement la séquence de 4 impulsions consécutives et le diagramme de l'œil optique du signal en sortie de l'AS.0. Nous constatons une légère déformation du signal à cause de l'effet de séquence lié aux impulsions consécutives après un passage dans l'AS.0.

De la même manière, nous présentons sur les trois autres figures le cas de l'AS.1, nous avons : (d) réflectivité de l'AS.1 dont le contraste est de 1 dB au premier tour, (e) la séquence de 4 impulsions en sortie et (f) diagramme de l'œil optique du signal après 1 passage dans l'AS.1. Les fluctuations d'intensité observées sur les diagrammes de l'œil sont à peu près de même amplitude. Nous pouvons conclure que l'effet de séquence est le même pour chaque composant après un passage.

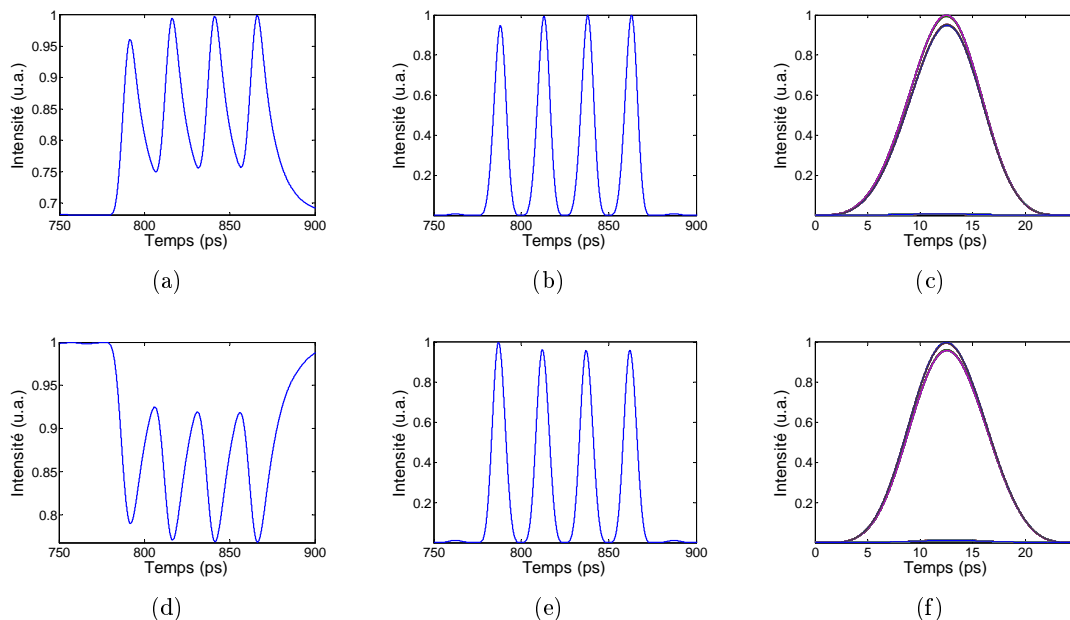


FIGURE 4.23 – (a) réflectivité dynamique de l'AS.0, (b) une séquence du signal, (c) diagramme de l'œil du signal après 1 passage dans l'AS.0. (d) réflectivité dynamique de l'AS.1, (e) une séquence du signal, (f) diagramme de l'œil du signal après 1 passage dans l'AS.1.

La Figure 4.24 représente les résultats après 10 passages dans chaque composant. Une grande différence sur le signal en sortie entre les deux cas apparaît. Tout d'abord, sur les trois premières figures correspondant au cas de l'AS.0, nous remarquons que les fluctuations d'intensité du signal créées par l'effet de séquence sont fortement amplifiées, contrairement au cas de l'AS.1. Ensuite, les impulsions sont compressées par la fonction de l'AS.0, mais non par celle de l'AS.1.

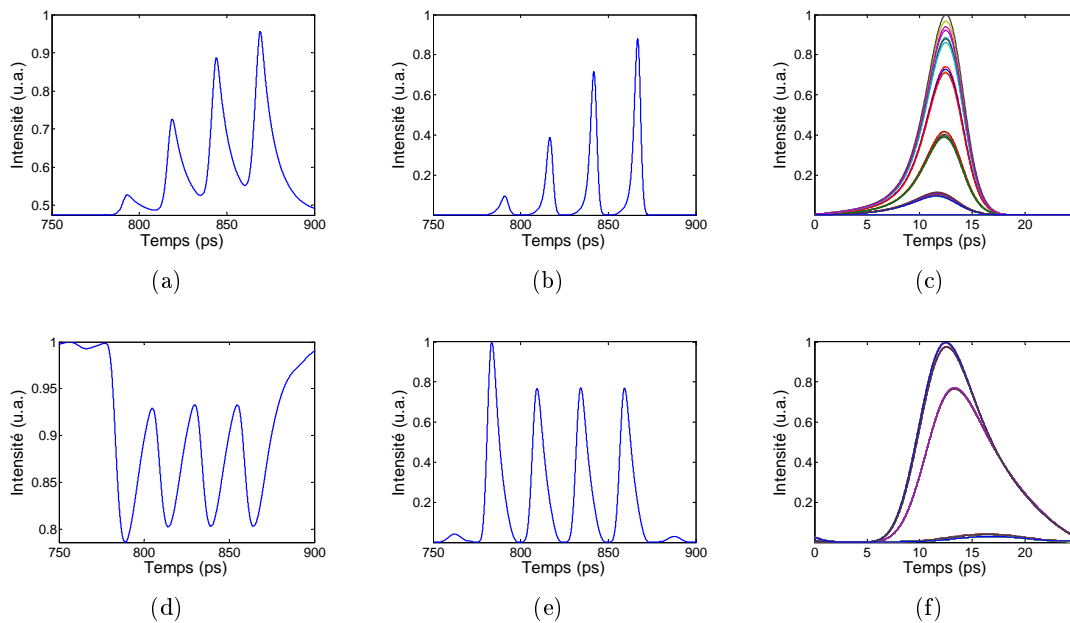


FIGURE 4.24 – (a) réflectivité dynamique de l'AS.0, (b) une séquence du signal, (c) diagramme de l'œil du signal après 10 passages dans l'AS.0. (d) réflectivité dynamique de l'AS.1, (e) une séquence du signal, (f) diagramme de l'œil du signal après 10 passages dans l'AS.1.

Toutes ces observations sont physiquement liées entre elles et peuvent être expliquées par la différence entre les fonctions de transmission de l'AS.0 et de l'AS.1.

L'AS.0 a une réponse de haute réflectivité à forts signaux, et faible réflectivité à petits signaux (Figures 4.23(a) et 4.24(a)). Comme nous l'avons présenté précédemment, cette non-linéarité permet d'augmenter le taux d'extinction du signal. Lorsque l'AS.0 est utilisé sans l'associer avec un limiteur de puissance, sa fonction de transmission va compresser les impulsions et amplifier les fluctuations d'intensité. Par conséquent, les fluctuations d'intensité créées par l'effet de séquence vont être fortement amplifiées par la fonction de transmission de l'AS.0 après plusieurs cascades.

Contrairement à l'AS.0, l'AS.1 a une faible réflectivité à forts signaux et une haute réflectivité à petits signaux (Figures 4.23(d) et 4.24(d)). Cette fonction permet de réduire les fluctuations d'intensité sur les niveaux hauts, mais diminue le taux d'extinction du signal. Par conséquent, comparé au cas de l'AS.0, les impulsions en sortie de l'AS.1 ne sont pas compressées. Quand l'AS.0 amplifie les fluctuations d'intensité dues à l'effet de séquence,



l'AS.1 les réduit. Ce qui explique le fait que pour le même temps de réponse, l'effet de séquence de l'AS.1 est beaucoup moins critique que dans le cas de l'AS.0.

#### 4.4.3 Conclusion de l'étude numérique

Cette étude numérique nous a permis de mieux appréhender le comportement du dispositif constitué d'un AS.0 et d'un AS.1.

Avec le modèle analytique nous avons eu une compréhension qualitative des phénomènes physiques en jeu. Cette étude a montré la nécessité d'un filtre optique pour maintenir la forme des impulsions, et ainsi éviter la compression d'impulsion liée à la fonction de transmission de l'AS.0. Nous avons observé un léger effet de séquence après un seul passage à travers le régénérateur lié au temps de réponse de l'AS.1, qui reste malgré tout négligeable pour le fonctionnement du dispositif à 42,7 Gbit/s.

Nous avons ensuite utilisé un modèle numérique pour étudier la cascabilité du dispositif. Nous nous sommes dans un premier temps intéressés uniquement au temps de réponse des composants en négligeant le bruit optique. Quand le régénérateur est cascadié à un débit de 42,7 Gbit/s, les temps de réponse de 1,5 ps pour l'AS.0 et 4 ps pour l'AS.1 (correspondant aux paramètres réels des composants disponibles au laboratoire) restent suffisants pour un bon fonctionnement du dispositif. L'efficacité du régénérateur a été démontrée pour plusieurs valeurs de bruit cumulé.

Nous avons ensuite étudié l'impact de l'accumulation de bruit d'ESA au cours de la cascade sur les performances du dispositif et nous avons montré qu'elle génère de plus en plus de gigue temporelle sur le signal régénéré liée au bruit d'ESA. Nous obtenons alors des performances qui sont essentiellement limitées par la présence de gigue temporelle, ce qui reste acceptable pour un régénérateur 2R.

Finalement, l'étude de l'impact du temps de réponse de chaque composant sur l'efficacité du dispositif en cascade est considérée. Nous avons observé une grande différence dans l'efficacité du régénérateur en fonction du temps de réponse de l'AS.0 et de l'AS.1. Pour un OSNR (sur 1 nm) au premier tour de 20 dB, correspondant à un facteur de qualité de 14 dB à 6 tours sans régénération, l'efficacité du régénérateur décroît continuellement avec l'augmentation du temps de réponse de l'AS.0. Avec un temps de réponse de l'AS.0 de 5 ps, le régénérateur ne peut que doubler le nombre de tours pour un facteur Q de 14 dB. Cependant, le temps de réponse de l'AS.1 semble quant à lui ne pas trop influencer l'efficacité du dispositif. La cascabilité du régénérateur est presque constante lorsque le temps de réponse de l'AS.1 augmente de 2 ps à 6 ps. Cette différence est liée à la fonction de transmission de chaque composant. Quand l'AS.0 amplifie les fluctuations d'intensité dues à l'effet de séquence, l'AS.1 les réduit. Ce qui explique le fait que pour le même temps de réponse, l'effet de séquence de l'AS.1 est beaucoup moins critique que dans le cas de l'AS.0.

Après avoir présenté l'étude numérique, nous allons dans la section suivante présenter les études expérimentales menées sur le régénérateur composé de l'AS.0 et de l'AS.1.

## 4.5 Résultats expérimentaux

Pour démontrer l'efficacité du régénérateur composé de l'AS.0 et de l'AS.1, nous aborderons d'abord une étude dans la configuration B2B pour ajuster les paramètres de fonctionnement du dispositif et démontrer expérimentalement l'efficacité de ce dernier. Ensuite, l'étude sur la cascabilité du régénérateur, menée à un débit de 42,7 Gbit/s, sera effectuée à l'aide d'une boucle à recirculation courte.

### 4.5.1 Efficacité de la fonction de transmission

#### 4.5.1.1 Schéma expérimental

Le schéma expérimental de notre régénérateur basé sur le tandem AS.0-AS.1 en configuration B2B est présenté sur la Figure 4.25. Le régénérateur 2R tout-optique est composé d'un AS.0 pour l'amélioration de taux d'extinction du signal et d'un AS.1 pour réduire les fluctuations sur les fortes intensités. Afin d'avoir suffisamment de puissance optique disponible à l'entrée des absorbants saturables, deux EDFA sont utilisés. Les circulateurs optiques servent à injecter puis récupérer le signal optique sur les AS. La configuration qui assure le meilleur fonctionnement du tandem correspond à l'AS.0 en première position, et l'AS.1 en seconde. L'efficacité du dispositif quand les positions des AS sont inversées sera également discutée dans la section suivante. Les puissances optimales sont 12 dBm à l'entrée de l'AS.0 et 8 dBm à l'entrée de l'AS.1.

Le test en configuration B2B consiste à étudier le signal optique après un passage dans le régénérateur. L'émetteur (Tx) génère un signal optique modulé en intensité à 42,7 Gbit/s avec le format RZ 33%, et une séquence PRBS de  $2^{31}-1$ . La longueur d'onde de travail est de 1547 nm. L'OSNR à l'émission peut être dégradé par une source d'émission spontanée amplifiée suivie par un filtre optique et un coupleur de type 50/50.

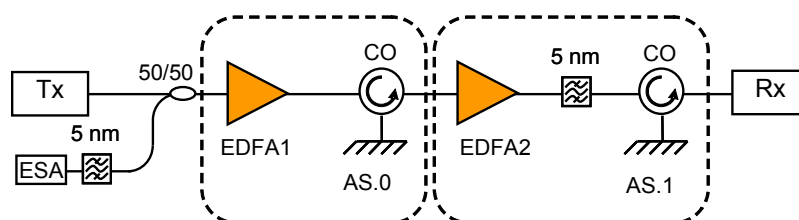


FIGURE 4.25 – Structure du régénérateur et schéma expérimental de test.

Dans la section suivante, nous allons étudier la capacité du dispositif à augmenter la qualité du signal.

#### 4.5.1.2 Mise en évidence de capacité régénérative du dispositif

D'abord, nous considérons l'impact de chaque composant sur la distribution des densités de probabilité de la puissance optique du signal après détection. Pour ce faire, nous mesurons

l'évolution du TEB en fonction du seuil de décision du récepteur. La Figure 4.26 représente ces évolutions pour un OSNR à l'émission fixée à 16,7 dB. Ces courbes permettent une vision directe de la distribution des densités de probabilité de la puissance du signal après détection. La courbe descendante est représentative de la distribution de bruit sur les faibles puissances optiques ( $TEB_0$ ), et la courbe montante correspond à la distribution de bruit sur les fortes puissances optiques ( $TEB_1$ ). Plus la pente de ces courbes est importante et moins le signal présente de fluctuation d'intensité. Lorsque nous maintenons des puissances optiques constantes à l'entrée du préamplificateur et de la photodiode lors de l'analyse du signal avant et après régénération, nous pouvons alors observer si le régénérateur permet de réduire les fluctuations d'intensité en analysant la pente de  $TEB_0$  et  $TEB_1$ .

Tout d'abord, nous mesurons le cas sans régénérateur (cercles), qui servira de référence par la suite. Ensuite, nous considérons uniquement le cas avec l'AS.0 seul (carrés). Nous constatons alors une pente plus importante pour  $TEB_0$  et donc une meilleure distribution de bruit sur les niveaux bas correspondant à l'amélioration du taux d'extinction. Par contre, la pente pour  $TEB_1$  est plus faible ce qui démontre bien que l'AS.0 ne permet pas une réduction des fluctuations des fortes intensités mais au contraire les amplifie.

Quand nous insérons uniquement l'AS.1, nous obtenons une réduction des fluctuations de forte intensité puisque la pente pour  $TEB_1$  est plus importante. Néanmoins, l'augmentation de bruit sur les niveaux bas signifie que le taux d'extinction du signal est dégradé.

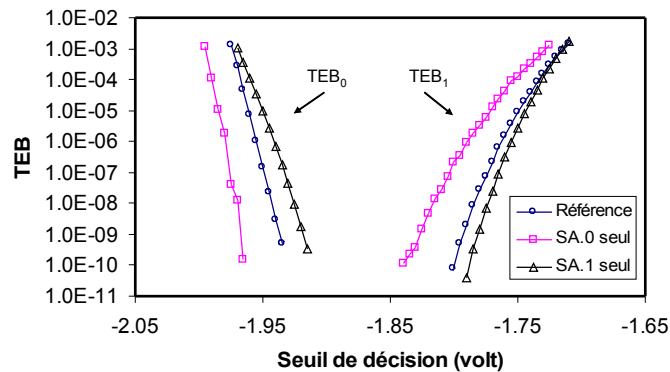


FIGURE 4.26 – Évolution de TEB en fonction de seuil de décision pour le signal passant par chaque composant.

Les deux composants sont ensuite cascades. Nous obtenons des pentes similaires pour la distribution de bruit à la fois sur les niveaux hauts et les niveaux bas du signal (Figure 4.27.a. Cependant ces courbes sont plus écartées quand le régénérateur est inséré. Cet écart est certainement lié à une légère distribution temporelle du signal. Sur la Figure 4.27.b, nous montrons également les diagrammes de l'œil du signal sans et avec régénération mesurés à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage optique. Nous constatons une légère compression des impulsions qui explique donc l'ouverture observée précédemment. Bien que l'amélioration de distribution de bruit du signal soit difficile à constater, l'observation temporelle

confirme que le régénérateur étudié ne déforme que légèrement les impulsions.

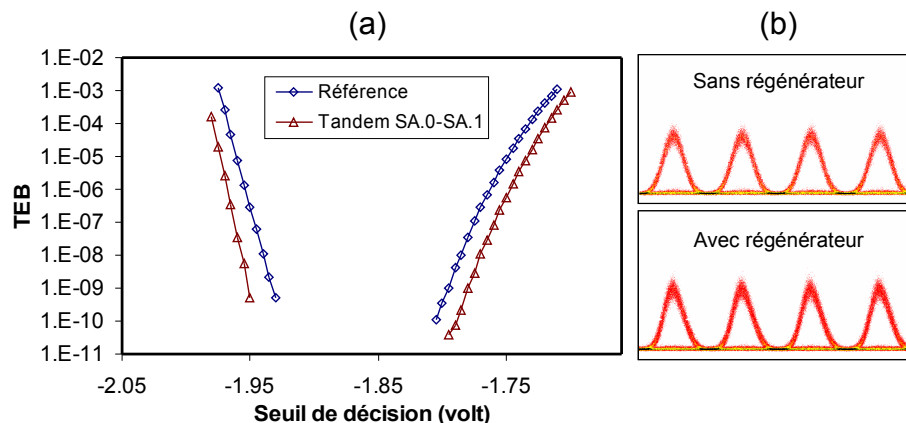


FIGURE 4.27 – Évolution de TEB en fonction du seuil de décision sans et avec régénération (a) et les diagrammes de l'œil correspondants (b).

#### 4.5.1.3 Configuration optimale du régénérateur

La position optimale des absorbants dans le tandem est ensuite examinée. La Figure 4.28 représente l'évolution de TEB en fonction du seuil de décision lorsque l'AS.1 est placé à la première position (carrés) ou à la seconde position (triangles). Le cas sans régénération est également présenté (référence). Le cas où l'AS.1 se trouve dans la seconde position mène à une meilleure réduction de bruit par rapport à l'autre configuration. Lorsque l'AS.1 se situe en première position, la distribution de bruit sur les niveaux bas est considérablement améliorée, mais elle reste à peu près identique à la courbe de référence sur les niveaux hauts. Une augmentation du taux d'extinction du signal sans amplification de bruit sur les niveaux hauts est finalement obtenue. Néanmoins, l'AS.1 n'accomplit pas sa fonction de limiteur de puissance. Ceci peut être expliqué par le fait que ses performances, en première position, sont partiellement détruites par l'amplificateur optique placé derrière pour compenser ses pertes et obtenir une puissance optique correcte sur l'AS.0. En effet, les pertes de l'AS.1 sont particulièrement élevées (23 dB), comparées à celles de l'AS.0 (10 dB). Lorsqu'il est placé en première position, le niveau de puissance optique à l'entrée de l'amplificateur qui suit est très faible. Par conséquent, l'OSNR en sortie de cet amplificateur est plus dégradé par rapport à la configuration où l'AS.0 est en première position. Dans la suite de l'étude expérimentale nous considérons la configuration AS.0 suivi par l'AS.1.

#### 4.5.2 Performances systèmes

Nous évaluons maintenant la capacité de ce régénérateur à augmenter la qualité du signal ainsi que les marges systèmes obtenues en considérant une liaison déployée.

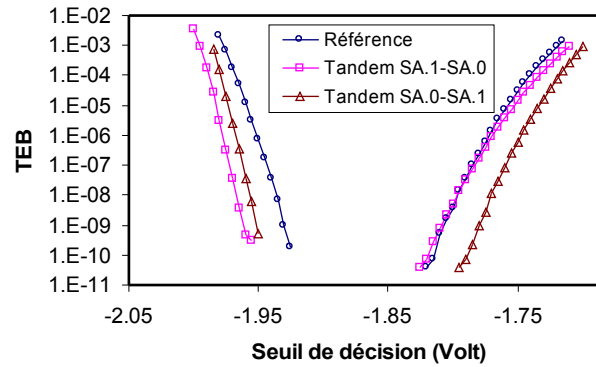


FIGURE 4.28 – Évolution de TEB en fonction de seuil de décision sans régénération (cercles), avec le tandem AS.1-AS.0 (carrés) et avec le tandem AS.0-AS.1 (triangles) à un OSNR de 16,7 dB.

#### 4.5.2.1 Amélioration de facteur de qualité

L'impact de l'OSNR sur les performances du régénérateur est étudié dans cette section. Le facteur de qualité du signal est évalué suivant l'extrapolation [26] des mesures présentées dans la Figure 4.27. Notons que ce facteur de qualité est représentatif de l'ouverture du diagramme de l'œil du signal. Il ne peut pas être relié au TEB à la réception puisque nous ne pouvons plus considérer la distribution des puissances optiques des symboles comme gaussienne. En effet, dans les systèmes utilisant des fonctions optiques non-linéaires, la probabilité des densités de puissance n'a plus une distribution gaussienne. Par conséquent, les prédictions de TEB basé sur le facteur  $Q$  ne sont plus valables [3]. La Figure 4.29 représente l'évolution du facteur de qualité du signal en fonction d'OSNR (mesuré sur 1 nm) à l'émission pour les cas sans (référence) et avec régénération (tandem). L'augmentation du facteur de qualité est définie comme le rapport des facteurs  $Q$  obtenus dans ces deux cas est représentée dans la Figure 4.30. Les résultats montrent une augmentation globale du facteur  $Q$  pour toutes les valeurs d'OSNR. Nous obtenons une amélioration maximale de facteur  $Q$  de 1,4 dB pour un OSNR de 25 dB.

Dans la condition de faible OSNR (inférieur à 16 dB) l'efficacité du régénérateur est réduite puisque la fonction de transmission non-linéaire du régénérateur n'est pas assez efficace pour bien fonctionner dans la condition de fort bruit d'ESA accumulé. Dans les cas d'OSNR élevé (supérieur à 25 dB), l'augmentation du facteur de qualité du signal grâce au régénérateur est également faible, puisque la puissance de bruit est déjà faible pour être réduite par le régénérateur.

#### 4.5.2.2 Marge sur la sensibilité du récepteur

Nous étudions la capacité du régénérateur à augmenter la sensibilité du récepteur. Pour ce faire, nous mesurons le TEB en fonction de la puissance en entrée du récepteur pour les

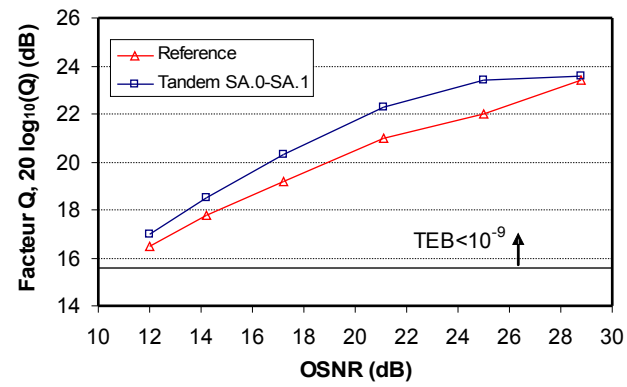


FIGURE 4.29 – Facteur de qualité du signal en fonction d’OSNR (sur 1 nm) sans et avec régénération.

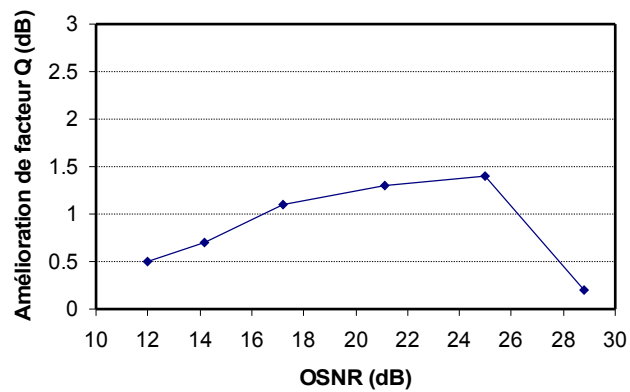


FIGURE 4.30 – Augmentation du facteur de qualité en fonction de l’OSNR.

cas sans et avec régénérateur. La Figure 4.31 représente les courbes de TEB pour différents OSNR à l'émission. La première courbe à gauche (triangles) correspond au cas sans bruit ajouté et sans régénération, qui sert de courbe de référence. Dans ce cas, la sensibilité du récepteur est limitée principalement par le bruit optique introduit par le préamplificateur du système de détection. Lorsque l'OSNR diminue, la sensibilité du récepteur est dégradée à cause du battement signal-ESA. Les courbes de TEB sans et avec régénération pour chaque valeur d'OSNR sont présentées dans la Figure 4.31. Les résultats nous montrent une réduction de la pénalité pour toutes les valeurs d'OSNR.

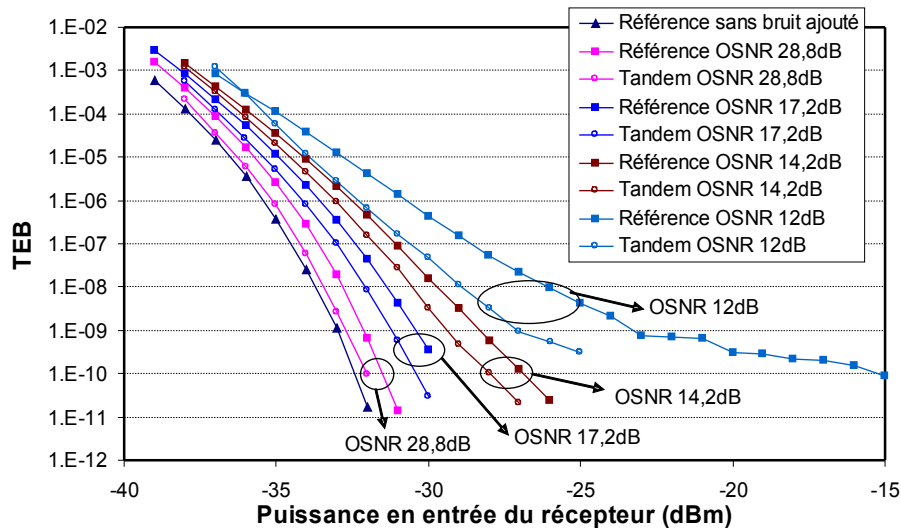


FIGURE 4.31 – Taux d'erreur binaire en fonction de puissance en entrée du récepteur.

Les sensibilités pour un TEB à  $10^{-9}$  sont représentées sur la Figure 4.32 et sont issues des mesures précédentes. Nous pouvons voir que quand l'OSNR augmente, les deux courbes de sensibilité convergent vers une asymptote de -33 dBm, qui correspond à la sensibilité limitée par le bruit propre du récepteur. La sensibilité dans le cas sans régénération (référence) diminue rapidement lorsque l'OSNR diminue, cette sensibilité varie de -32,2 dBm à 23,5 dBm quand l'OSNR varie de 28,8 dB à 12 dB respectivement. Dans le cas avec régénération, nous obtenons une amélioration de la sensibilité grâce au tandem AS.0-AS.1. Pour un OSNR élevé (supérieur à 25 dB) nous avons encore 0,5 dB d'amélioration. Pour un OSNR plus bas, cette marge obtenue est plus importante, de 0,8 dB à 1 dB entre 14,2 dB et 21,1 dB d'OSNR. Finalement, pour un OSNR de 12 dB, nous obtenons une amélioration de 3,5 dB.

Les mesures de sensibilité démontrent que le régénérateur améliore suffisamment la qualité du signal pour augmenter la sensibilité des systèmes de détection. Néanmoins, elles ne permettent pas de conclure sur l'intervalle d'OSNR dans lequel le régénérateur accomplit les meilleures performances. En effet, les mesures de sensibilité examinent l'efficacité du régénérateur à réduire les fluctuations d'intensité par rapport au bruit ajouté par le récep-

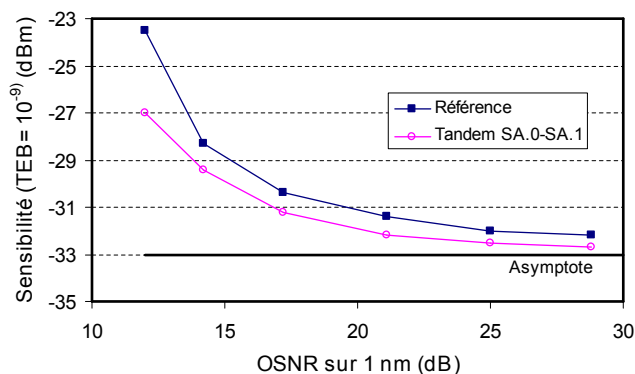


FIGURE 4.32 – Sensibilité du récepteur à un TEB de  $10^{-9}$  versus OSNR.

teur. Même si ces mesures démontrent qualitativement l'efficacité du régénérateur cela ne confirme pas que dans le cas d'une transmission il sera efficace.

Dans la suite du chapitre, nous allons évaluer les performances du régénérateur quand il est cascadié.

### 4.5.3 Cascadabilité testée dans une boucle à recirculation courte

#### 4.5.3.1 Montage expérimental

Pour mener ces études de cascabilité, nous allons utiliser une boucle à recirculation courte.

Le schéma expérimental de la boucle à recirculation courte est représenté sur la Figure 4.33. La boucle à recirculation courte est composée d'une bobine de 10 km de DSF. La puissance injectée dans cette fibre est faible de l'ordre de -5 dBm pour éviter les effets non-linéaires.

L'émission (Tx) génère un signal optique de format RZ 33% modulé à 42,7 Gbit/s et avec une longueur de séquence de  $2^{31}-1$ . La longueur d'onde du signal est à 1550 nm. Afin de dégrader l'OSNR en entrée du régénérateur, nous utilisons une source d'ESA suivie par un filtre optique de 3 nm pour centrer le spectre du bruit sur la longueur d'onde du signal. Le régénérateur est composé de l'AS.0 suivi de l'AS.1. Les deux amplificateurs EDFA1 et EDFA2 servent à amplifier le signal avant de l'envoyer sur les absorbants par les circulateurs optiques (CO). Le filtre optique à 1,2 nm sert à maintenir la forme des impulsions, tout en évitant la compression des impulsions. Le dernier amplificateur (EDFA3) sert à compenser les pertes et équilibrer la puissance optique dans la boucle.

#### 4.5.3.2 Efficacité et cascabilité du régénérateur

Dans un premier temps, nous allons mettre en évidence l'effet de réduction de bruit d'intensité par l'AS.1. Pour ce faire, nous enregistrons les diagrammes de l'œil du signal en



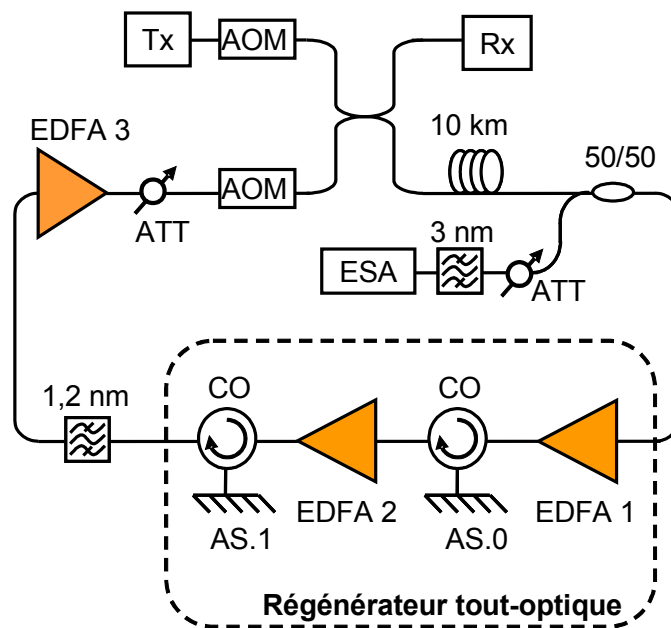


FIGURE 4.33 – Tandem AS.0-AS.1 dans une boucle à recirculation courte.

faisant varier la puissance en entrée de l'AS.1 tout en maintenant constante la puissance en entrée de l'AS.0. L'OSNR au premier tour est dégradé jusqu'à 18 dB (sur 1 nm) ce qui correspond approximativement au bruit d'ESA cumulé après 200 km de transmission avec amplification Erbium et une puissance en ligne de +5 dBm. Un TEB de  $4 \cdot 10^{-4}$  est obtenu après 10 tours sans régénération. La Figure 4.34 représente les diagrammes de l'œil du signal (obtenus avec un oscilloscope à échantillonnage électrique avec une bande de passante de 50 GHz) après 10 passages dans la boucle pour les puissances en entrée de l'AS.1 de 3, 6, 9, et 12 dBm respectivement et en gardant une puissance optique constante sur la photodiode.

Nous constatons que plus la puissance en entrée de l'AS.1 est grande, plus le bruit d'intensité est réduit. À 3 dBm, la fonction de limiteur de puissance de l'AS.1 n'est pas assez efficace, des fluctuations importantes sont présentes sur les niveaux hauts. Le diagramme de l'œil du signal devient plus ouvert à 6 dBm, et une réduction de fluctuations d'intensité est clairement observée pour les puissances supérieures à 9 dBm. Par contre, à une puissance de 12 dBm, le diagramme de l'œil du signal se ferme à cause de la dégradation de taux d'extinction due à l'AS.1.

Finalement, le meilleur point de fonctionnement que nous avons obtenu est pour une puissance incidente de 9 dBm. Le TEB obtenu après 10 tours avec la régénération est de  $10^{-8}$ , comparé à  $4 \cdot 10^{-4}$  pour le cas sans régénération. Nous montrons donc ici une amélioration d'un facteur 2,5 et la possibilité de cascader 10 fois le régénérateur. La Figure 4.35 montre le diagramme de l'œil du signal après 10 tours de la boucle à recirculation courte sans et avec régénération. La réduction de bruit d'amplitude et l'ouverture du diagramme de l'œil du signal sont bien obtenus grâce au régénérateur.

Néanmoins, il est impossible de cascader le dispositif un plus grand nombre de fois car

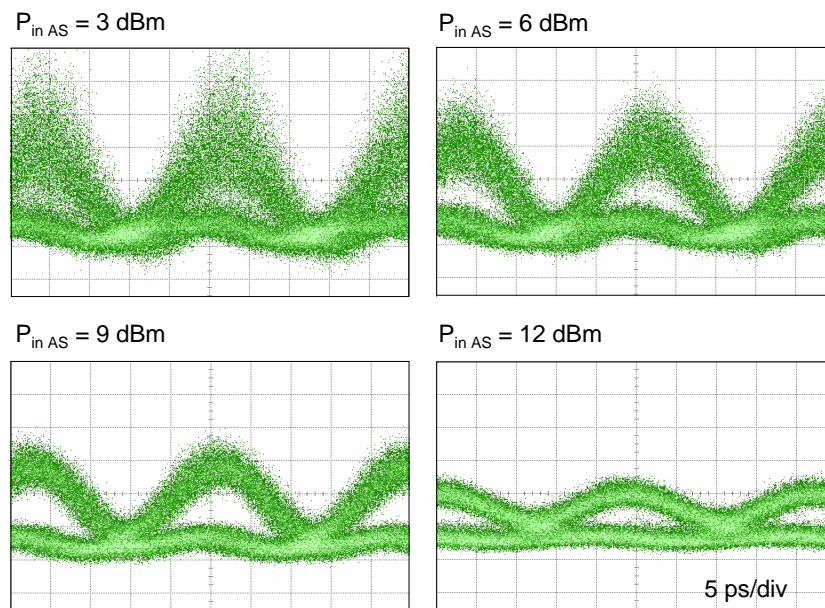


FIGURE 4.34 – Diagramme de l’œil après 10 passages pour différentes puissances d’entrée de l’AS.1.

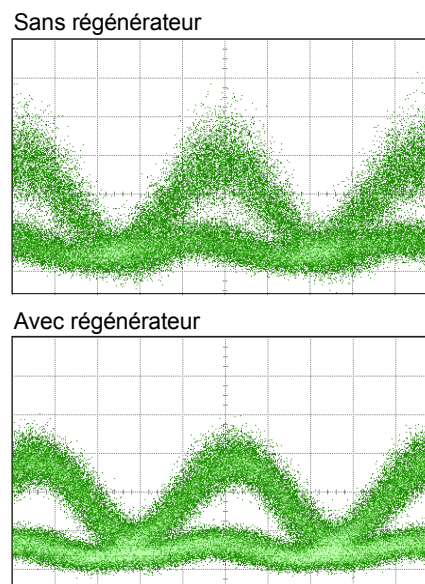


FIGURE 4.35 – Diagrammes de l’œil après 10 passages dans les cas de sans et avec régénération.

le signal se dégrade rapidement. Nous allons dans la section suivante expliquer la cause de cette dégradation liée à la réponse spectrale de l'AS.1 qui déforme le spectre optique.

#### 4.5.3.3 Déformations spectrales liées à la résonance des absorbant saturable

Nous allons examiner la déformation spectrale après un simple passage dans l'AS.1. La longueur d'onde du signal maintenant est à 1549 nm. Comme nous l'avons caractérisé dans la section 4.2.1, la résonance de l'AS.1 est centrée à 1548 nm, la longueur d'onde se situe au côté basse longueur d'onde de spectre du signal. La Figure 4.36 représente le spectre du signal en entrée (a) et en sortie de l'AS.1 avec une puissance incidente de 4 dBm (b), et 7 dBm (c). À une puissance en entrée de 4 dBm, le spectre du signal en sortie est légèrement déséquilibré. Lorsque la puissance en entrée est augmentée à 7 dBm, la partie basse longueur d'onde de spectre du signal est fortement atténuée. Cette déformation spectrale conduit à une déformation temporelle qui limite ainsi la cascabilité du dispositif.

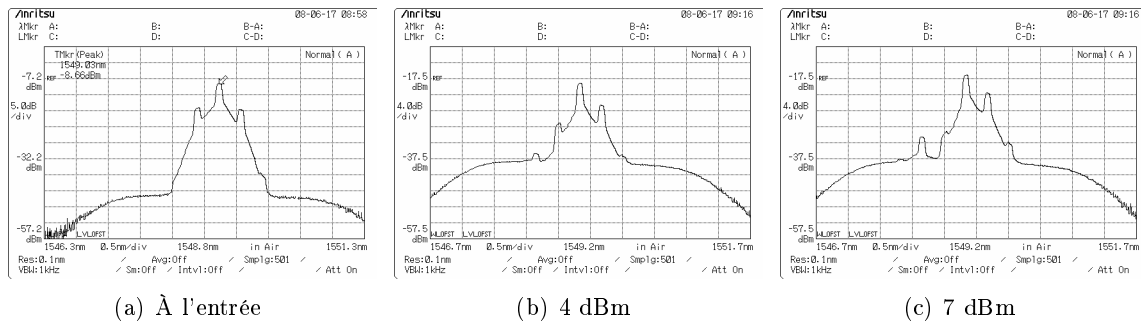


FIGURE 4.36 – Déformations spectrales du signal dues à la résonance de l'AS.1. signal à l'entrée (a), signal en sortie avec une puissance incidente de 4 dBm (b), et de 7 dBm (c).

L'expérience a démontré que la déformation spectrale du signal est bien critique pour l'AS.1 mais pas pour l'AS.0. Ce fait est lié à la fonction de transmission caractéristique de chaque composant. Pour mieux expliquer, nous illustrons sur la Figure 4.37 les spectres de résonance à faible et à forte puissance incidente de l'AS.0 (a) et de l'AS.1 (b).

Tout d'abord, comme nous l'avons constaté dans la section 4.2.1, à faible puissance la largeur spectrale de résonance de l'AS.1 est plus étroite que celle de l'AS.0, et de plus, sa profondeur est plus importante. Cette différence est liée principalement aux valeurs de réflectivité du miroir avant et du miroir arrière dans la structure des composants.

Ensuite, pour l'AS.1, plus la puissance incidente augmente, plus la réflectivité diminue, ce qui implique sa fonction de limiteur de puissance. Par conséquent, le spectre de résonance de l'AS.1 devient de plus en plus profond en fonction de la puissance incidente. Ce changement de spectre de résonance déforme le spectre du signal, et rend le composant plus sélectif à la longueur d'onde de travail. Par contre, pour l'AS.0, la réflectivité augmente en fonction de la puissance incidente, ce qui implique sa fonction d'augmentation de taux d'extinction. Le spectre de résonance de l'AS.0 devient donc moins profond et donc moins sélectif. Par

conséquent, la déformation spectrale due à l'AS.0 est beaucoup moins critique que pour l'AS.1.

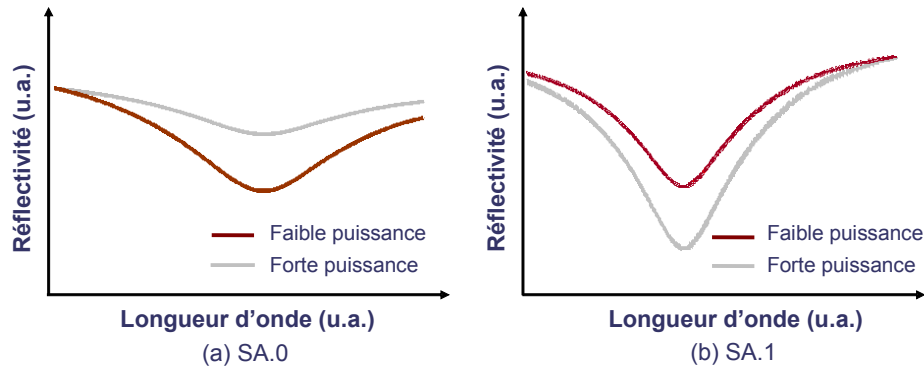


FIGURE 4.37 – Résonance à forte puissance et à faible puissance de l'AS.0 (a), et de l'AS.1 (b).

Pour compenser cette déformation spectrale, nous pouvons utiliser un égaliseur de gain dont la forme est inversée par rapport à celle du spectre de résonance. Cette solution ne peut que diminuer la dégradation en OSNR, néanmoins, elle ne permet pas de compenser la déformation spectrale conduisant à la déformation temporelle des impulsions. En effet, la résonance de l'absorbant saturable est un phénomène dynamique qui varie suivant la puissance de chaque impulsion. Une compensation statique par un égaliseur de gain ne peut pas le résoudre.

## 4.6 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été consacré à la régénération 2R à base des composants d'absorption saturable. Le premier composant est un absorbant saturable classique dont la réflectivité augmente en fonction de la puissance optique incidente. Le deuxième composant est un absorbant saturable de nouvelle génération dont la réflectivité diminue en fonction de la puissance optique incidente. L'association de ces deux fonctions peut donc permettre d'obtenir une régénération 2R complète.

L'étude analytique a bien mis en évidence que l'AS.0 permet d'augmenter le taux d'extinction du signal mais au détriment des fluctuations sur les fortes intensités qui sont amplifiées. L'AS.1 permet quant à lui de réduire les fluctuations d'intensité mais cette fois-ci au détriment d'une diminution du taux d'extinction. Nous avons montré que quelles que soient les caractéristiques des fonctions de transmission des AS, il existe toujours des puissances de fonctionnement permettant d'obtenir à la fois une amélioration du taux d'extinction et la réduction des fluctuations de fortes intensités.

Une étude numérique avec des modèles phénoménologiques des composants a été menée permettant une compréhension qualitative des phénomènes physiques en jeu. Cette étude a montré la nécessité d'un filtre optique pour maintenir la forme des impulsions, et ainsi

éviter la compression d'impulsions liée à la fonction de transmission de l'AS.0. La cascabilité du dispositif est ensuite étudiée dans un modèle de boucle à recirculation. Nous nous sommes dans un premier temps intéressés uniquement au temps de réponse des composants en négligeant le bruit optique. Quand le régénérateur est cascadié à un débit de 42,7 Gbit/s, les temps de réponse de 1,5 ps pour l'AS.0 et 4 ps pour l'AS.1 (correspondant aux paramètres réels des composants disponibles au laboratoire) restent suffisants pour un bon fonctionnement du dispositif. Nous avons ensuite étudié l'impact de l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée au cours de la cascade sur les performances du dispositif. Nous avons montré que cette accumulation de bruit génère de plus en plus de gigue temporelle sur le signal régénéré liée au bruit d'ESA (cf. Chapitre 2). Nous obtenons alors des performances qui sont essentiellement limitées par la présence de gigue temporelle ce qui reste acceptable pour un régénérateur 2R et démontre ainsi que la complémentarité des fonctions de transmission de l'AS.0 et l'AS.1 permet une bonne stabilisation des fluctuations d'intensité.

L'efficacité du dispositif a été démontrée expérimentalement à 42,7 Gbit/s. Une étude dans la configuration B2B a été menée pour mettre en évidence la propriété régénérative du tandem SA.1-SA.0. Lorsque les deux composants sont mis en tandem, une amélioration de la distribution de bruit a été obtenue à la fois sur les niveaux hauts et sur les niveaux bas du signal. Par conséquent, la qualité du signal est améliorée grâce au dispositif. Le régénérateur semble assez tolérant au bruit puisqu'une augmentation globale du facteur Q est obtenue pour toutes les valeurs d'OSNR. L'amélioration maximale de facteur Q est de 1,4 dB et est obtenue pour un OSNR de 25 dB.

L'efficacité et la cascabilité du dispositif de régénération sont également démontrées dans une boucle à recirculation. Le régénérateur permet d'augmenter le nombre de passages dans la boucle d'un facteur de 2,5 pour un TEB de  $10^{-8}$ . Néanmoins, le régénérateur ne peut être cascadié jusqu'à 10 fois. La principale limite est liée à la résonance de l'AS.1 qui déforme le spectre du signal après plusieurs passages. Une solution consistant à utiliser un égaliseur de gain pour compenser statiquement cette déformation sera présentée dans le chapitre 6.

Le chapitre suivant est consacré à l'étude d'un régénérateur 3R tout-optique utilisant la modulation synchrone dans l'absorbant saturable.

## Chapitre 5

# Étude d'un dispositif tout-optique de régénération 3R à base d'absorbant saturable

### 5.1 Introduction

Comme nous l'avons présenté dans les deux chapitres précédents, l'absorbant saturable en microcavité possède un grand potentiel pour la régénération 2R tout-optique. Ce dispositif permet une régénération 2R efficace, compacte, de faible coût et compatible avec des signaux WDM. Cependant la régénération 2R ne permet pas une régénération complète du signal, nous avons justement montré dans le chapitre 2 que l'accumulation de gigue temporelle était dépendante du rapport signal sur bruit à l'entrée du régénérateur. Pour repousser cette limitation nous devons nécessairement passer à une technique de régénération 3R. Dans ce chapitre, nous proposons d'étudier une technique de régénération 3R par modulation synchrone tout-optique.

La technique de régénération 3R par modulation synchrone est constituée d'un régénérateur 2R et d'une modulation d'intensité synchrone au signal à régénérer. Le régénérateur 2R que nous utilisons ici est basé sur celui développé dans le chapitre 3 : un AS associé à une fibre optique pour générer de l'automodulation de phase ; ou encore un régénérateur 2R constitué uniquement d'AS présenté dans le chapitre 4. La modulation synchrone toute optique est obtenue en injectant dans l'AS une horloge optique récupérée à partir du signal à traiter par un composant de récupération d'horloge toute optique utilisant des lasers à verrouillage de modes à semi-conducteur basés sur des structures massives (bulk) et des structures à bâtonnets quantiques.

Dans la première partie de ce chapitre, le principe de la régénération 3R à base de modulation synchrone et les travaux faits dans la littérature sont présentés. Une étude numérique fait l'objet de la deuxième partie du chapitre. En utilisant les modèles numériques présentés dans les chapitres précédents, le fonctionnement du régénérateur 3R est étudié,

en particulier la possibilité de cascader le dispositif.

Enfin, l'étude expérimentale du dispositif cascader dans une ligne de transmission est présentée. La cascabilité du régénérateur est étudiée dans une boucle à recirculation avec un pas de transmission de 100 km. L'efficacité de la régénération 3R ainsi que ses limites sont mises en évidence par des mesures de taux d'erreur binaire.

## 5.2 Principe de fonctionnement et état de l'art

Un dispositif de régénération 3R utilisant la modulation synchrone d'intensité a été proposé pour la première fois dans le cadre particulier des transmissions utilisant un régime de propagation solitonique. Le principe est d'utiliser les propriétés de forces de rappel du régime soliton, où toute impulsion légèrement déformée tend à retrouver naturellement sa forme initiale [100]. Cette technique permet de réduire à la fois les fluctuations d'amplitude et la gigue temporelle d'un signal au cours de sa propagation. Malheureusement, elle ne peut s'appliquer qu'à des régimes de propagation solitonique. Pour pouvoir utiliser ce type de régénération dans une ligne de transmission où le régime de propagation n'est pas de type soliton, il a été proposé dans la littérature d'introduire ponctuellement dans une ligne de transmission des portions de fibre optique où le régime de propagation de type solitonique est imposé. [101].

La modulation synchrone d'intensité peut également être associée à des techniques de régénération 2R. Dans ce cas, une sur-modulation d'intensité synchrone au signal permet alors d'atténuer une partie des impulsions décalées par rapport au centre du temps bit. Associée à un régénérateur 2R, les fluctuations d'intensité et la gigue temporelle sur le signal peuvent être réduites. Cette association permet alors d'obtenir une régénération 3R du signal sans passer par des régimes de propagation soliton dans une fibre optique.

La Figure 5.1 représente le principe de la régénération 3R par la modulation synchrone associée à un régénérateur 2R. En entrée du dispositif, nous avons le signal dégradé par sa propagation dans une ligne de transmission. Après le passage dans le régénérateur 2R, les fluctuations sur les niveaux de faibles et fortes intensité sont réduites. Cependant, cette réduction des fluctuations d'intensité s'accompagne d'une gigue temporelle liée à la fonction de transmission non-linéaire du régénérateur 2R (cf chapitre 3) [14].

Le signal est ensuite divisé en deux parties. Une partie est envoyée dans une récupération d'horloge (tout-optique ou optoélectronique) générant une horloge au même rythme et synchrone au signal. L'horloge récupérée va ensuite piloter un modulateur d'intensité pour sur-moduler l'autre partie du signal sortant du régénérateur 2R. Après plusieurs passages dans ce type de régénérateur, une diminution de la gigue d'amplitude ainsi qu'une diminution de la gigue temporelle est obtenue.

Pour mieux comprendre la réduction de la gigue temporelle grâce à cette technique de sur-modulation synchrone, nous illustrons son principe de fonctionnement dans la Figure 5.2. En entrée de la régénération 2R, le signal dégradé est schématisé par un diagramme de l'œil

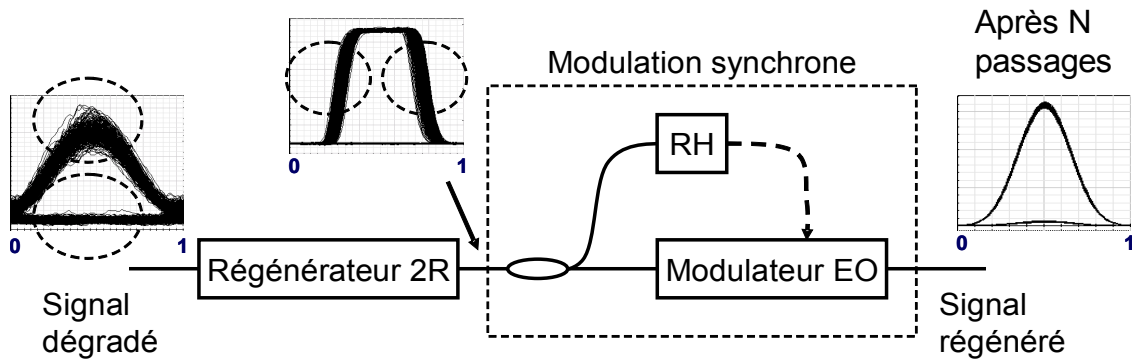


FIGURE 5.1 – Schéma de principe de la modulation synchrone en ligne. RH : récupération d'horloge, EO : Électro-optique.

avec deux impulsions présentant une différence d'intensité noté  $\Delta A$ . En sortie du régénérateur 2R, les fluctuations d'intensité sont réduites par la fonction de transmission non-linéaire du régénérateur. Cependant, nous voyons apparaître une gigue temporelle, représentée par le décalage temporel  $\Delta T$  des impulsions par rapport au centre du temps bit. Si la modulation synchrone n'est pas appliquée, l'accumulation de la gigue temporelle quand le régénérateur 2R est cascadié va devenir pénalisante (cf. chapitre 3). Lorsque la modulation synchrone (MS) est utilisée, les impulsions décalées par rapport au centre du temps bit vont subir plus d'atténuation que celles au centre bit (Figure 5.2) ce qui conduit à une réduction de  $\Delta T$  et une augmentation des fluctuations d'intensité notée  $\Delta A'$ . Si le signal au cours de sa transmission traverse plusieurs fois ce type de dispositif de régénération 3R, il est possible de trouver un régime stable où nous avons réduction des fluctuations d'intensité et diminution de la gigue temporelle. Nous remarquons donc que cette technique de régénération 3R demande plusieurs passages à travers le dispositif contrairement à la technique classique de régénération 3R qui resynchronise le signal en un seul passage.

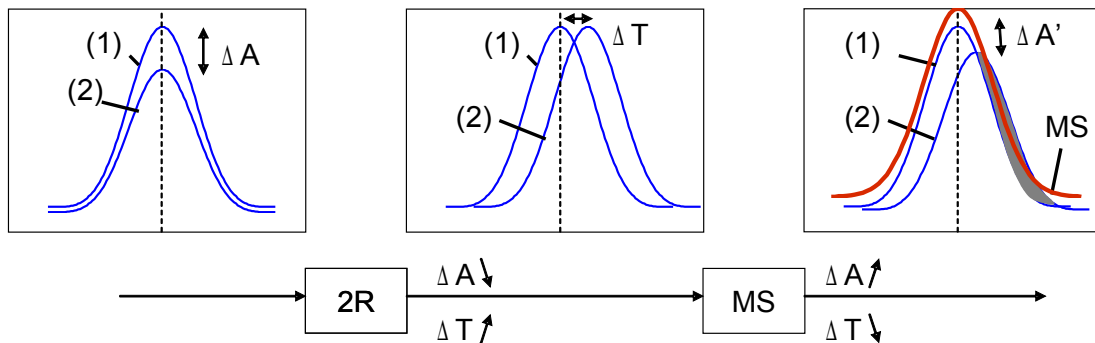
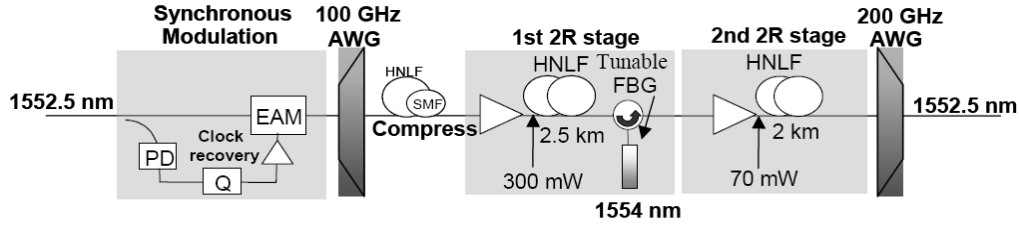


FIGURE 5.2 – Principe de fonctionnement de la modulation synchrone associée avec la régénération 2R.

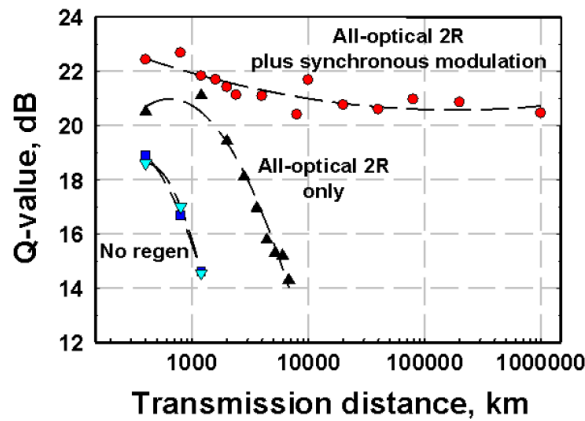
La modulation synchrone optoélectronique associée à un régénérateur 2R a été démontrée pour la première fois par G. RAYBON [49]. La Figure 5.3(a) représente le schéma du



régénérateur utilisé. Il est constitué d'un premier étage utilisant la modulation synchrone suivi d'une régénération 2R à base de l'effet de SPM dans la fibre optique hautement non-linéaire (HNLF) et un filtrage optique décalé proposé par P. MAMYSHEV [4]. Ce type de régénérateur 2R implique une conversion en longueur d'onde, par conséquent, une double conversion est nécessaire pour revenir à la longueur d'onde initiale ce qui explique la présence du deuxième étage de régénération 2R. La modulation synchrone optoélectronique est constituée d'une récupération horloge électrique, et d'un modulateur à électro-absorption.



(a)



(b)

FIGURE 5.3 – Régénérateur 3R à base de la modulation synchrone optoélectronique associée avec la régénération 2R par l'effet de SPM dans la fibre (a) et résultats de transmission (b). D'après [6].

Ce régénérateur 3R a été utilisé pour réaliser une transmission à 40 Gbit/s sur plus d'un million de kilomètres. Les mesures de facteur Q, réalisées dans cette publication, sont reportées sur la Figure 5.3(b). Dans le cas sans régénération, le facteur de qualité se dégrade rapidement lié principalement à l'accumulation de bruit d'ESA. Lorsque la régénération 2R est utilisée sans modulation synchrone, les fluctuations d'intensité du signal sont réduites et la distance de transmission est améliorée. Quand l'étage de modulation synchrone est inséré en plus de l'étage 2R, la distance de transmission est encore une fois améliorée grâce à la réduction de la gigue temporelle. Nous remarquons l'évolution constante du facteur Q en fonction du nombre de passages dans le régénérateur qui est l'évolution typique d'une régénération 3R. La qualité du signal est maintenue constante quelle que soit la distance de

propagation. Cette spécificité liée à une ligne de transmission régénérée a été démontrée par Laurent BRAMERIE pendant ces travaux de thèse au laboratoire Foton [13].

Même si le facteur  $Q$  du signal est constant en fonction du nombre de passages dans le régénérateur, le taux d'erreur binaire (TEB) se dégrade toujours. En effet, théoriquement le taux d'erreur binaire augmente linéairement avec le nombre de cascade du régénérateur, comme décrit par la relation suivante [2, 102] :

$$TEB = N.exp(-k.OSNR) \quad (5-1)$$

où  $N$  le nombre de régénérateurs en cascade,  $k$  une constante, et  $OSNR$  le rapport signal sur bruit optique au premier tour. Par conséquent, même si le facteur  $Q$  reste constant, le TEB se dégrade ce qui démontre que la relation entre le facteur  $Q$  et le TEB n'est plus valable dans le cas d'une transmission régénérée.

Dans ce chapitre, nous proposons de réaliser la modulation synchrone par une modulation d'absorption croisée dans l'AS obtenue par une horloge optique synchrone au signal à régénérer. L'horloge optique est obtenue à partir d'un dispositif de récupération d'horloge tout-optique utilisant des lasers à verrouillage de modes à semi-conducteur basés sur des structures massives (bulk) et des structures à bâtonnets quantiques. Le régénérateur étudié dans cette étude sera présenté dans la section suivante.

### 5.3 Description du régénérateur 3R

La Figure 5.4 présente l'architecture du régénérateur 3R étudié. Le régénérateur 2R étudié ici a été présenté dans le chapitre 3 et se compose de deux parties : La première est constituée d'une fibre optique et d'un filtre optique pour réaliser la fonction de limiteur de puissance. Nous avons utilisé 1 km de DSF (dispersion chromatique de  $0,1 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  à  $1550 \text{ nm}$ ) suivie de 1 km de NZ DSF (dispersion de  $4,5 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  à  $1550 \text{ nm}$ ). Cette partie nécessite un amplificateur optique (EDFA) pour avoir une puissance de 18 dBm pour générer suffisamment d'élargissement spectral par SPM. La deuxième partie du régénérateur est constituée de l'AS qui va permettre d'augmenter le taux d'extinction. Un circulateur optique permet d'injecter et récupérer le signal dans un module AS composé de 8 canaux [70] (un seul canal est utilisé dans cette expérience). La puissance du signal en entrée de l'AS est ajustée à l'aide d'un atténuateur (ATT) à 10 dBm, ce qui correspond à une augmentation de 6 dB du taux d'extinction du signal en sortie de l'AS.

Pour réaliser un régénérateur 3R, une partie du signal est extraite avant l'AS grâce à un coupleur optique et injectée dans un module de récupération d'horloge tout-optique qui permet de générer une horloge optique à la longueur d'onde  $\lambda_2$  différente de la longueur d'onde  $\lambda_1$  du signal. Cette horloge optique est ensuite associée au signal grâce à un coupleur optique et injectée dans l'AS. Le retard relatif entre le signal et l'horloge est contrôlé grâce à une ligne à retard optique ( $< \tau >$ ). La modulation synchrone optique est obtenue par la

modulation d'absorption croisée de l'horloge optique sur le signal à régénérer dans l'AS. Un filtre optique en sortie du régénérateur 3R permet d'extraire uniquement le signal régénéré.

Pour passer d'un régénérateur de type 3R à un régénérateur de type 2R, il suffit de déconnecter l'horloge optique envoyée sur l'AS. Un switch optique (SW) jouant le rôle d'interrupteur est utilisé pour couper ou injecter avec facilité l'horloge optique dans l'AS.

La modulation synchrone par la modulation d'absorption croisée dans l'AS a été proposé pour la première fois dans la référence [103]. Le schéma expérimental du régénérateur à base de modulation synchrone utilisé dans cette référence est identique au notre. Néanmoins, le principe de fonctionnement du régénérateur présenté dans cette référence est basé à la fois sur une modulation synchrone dans un AS mais utilise également un régime de propagation soliton dans une fibre optique. De plus, l'horloge optique envoyée sur l'AS est de 15 dB plus puissante que le signal, par conséquent, l'AS utilisé dans cette configuration joue seulement le rôle de modulation synchrone et ne permet pas une amélioration du taux d'extinction. Dans notre expérience, les puissances de l'horloge et du signal envoyées sur l'absorbant sont à peu près de même niveau. Nous obtenons donc deux régimes de modulation : un régime d'automodulation qui permet l'amélioration du taux d'extinction et un régime de modulation croisée qui permet de réaliser la fonction de modulation synchrone tout-optique.

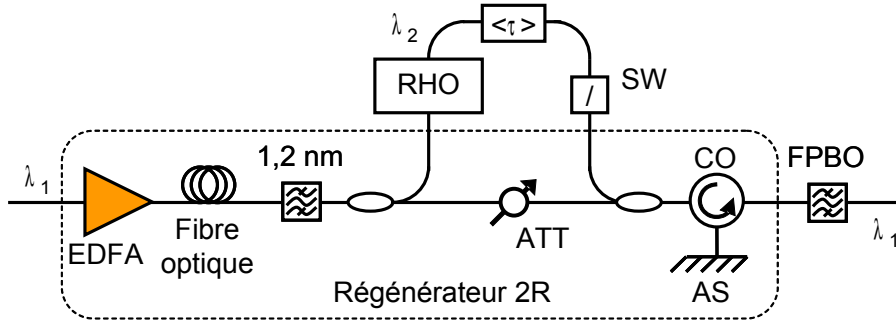


FIGURE 5.4 – Schéma expérimental du régénérateur 3R étudié.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de ce régénérateur 3R et déterminer ses performances, nous allons par la suite mener une étude numérique.

## 5.4 Études numériques

Cette partie d'étude va nous permettre d'approfondir le fonctionnement du régénérateur 3R basé sur un régénérateur 2R associé à une technique de modulation synchrone. Le modèle numérique du système de transmission à 40 Gbit/s est présenté dans le chapitre 2. Le modèle du régénérateur 2R à base d'AS et d'effets non-linéaires dans la fibre a été présenté dans le chapitre 3.

Pour simplifier l'étude, nous ne nous intéressons pas au module de récupération d'horloge tout-optique. De plus, pour simplifier l'étude numérique, nous considérons la modula-

tion synchrone tout-optique comme une sur-modulation externe. Celle-ci présente un profil temporel en intensité de type gaussien caractérisé par deux paramètres qui sont la largeur à mi-hauteur et le taux de modulation (Figure 5.5). Nous la considérons également parfaitement synchrone au signal, c'est-à-dire que les maximums d'intensité de l'horloge et du signal sont parfaitement alignés temporellement.

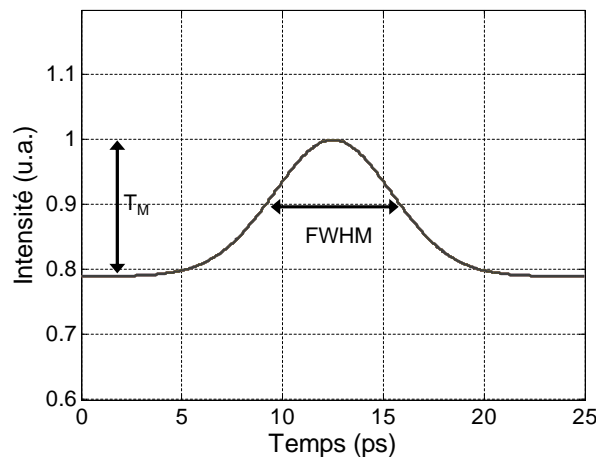


FIGURE 5.5 – Fonction de transmission de la modulation synchrone.

Dans cette étude numérique, nous allons démontrer le fonctionnement et la cascabilité de ce dispositif de régénération 3R en ne considérant qu'une dégradation du signal par l'accumulation de bruit ESA uniquement. Une optimisation des paramètres de la modulation synchrone, largeur à mi-hauteur et taux de modulation de l'horloge, est réalisée. Ensuite, nous étudierons l'impact du bruit en ligne. Nous finirons cette étude numérique en considérant un régénérateur 2R constitué par le tandem AS.0-AS.1.

#### 5.4.1 Cascadabilité du dispositif

Pour étudier la cascabilité du régénérateur, nous utilisons le modèle de la boucle à recirculation courte à 40 Gbit/s (Figure 5.6) présenté dans le chapitre 2. L'émetteur Tx génère un signal optique modulé en amplitude de format RZ 33% avec une séquence PRBS de longueur  $2^7-1$ . Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau 5.1. La boucle à recirculation courte sert à étudier la régénération tout-optique en considérant seulement la dégradation du signal par l'accumulation de bruit d'ESA généré par les amplificateurs optiques.

Les paramètres du régénérateur 2R sont optimisés dans le chapitre 3 et récapitulés dans le Tableau 5.2.

Les paramètres de l'horloge optique sont dans un premier temps ajustés pour correspondre à ce qu'il serait possible d'obtenir si nous réalisons la modulation synchrone par une modulation d'absorption croisée dans l'AS. le taux de modulation serait faible, autour

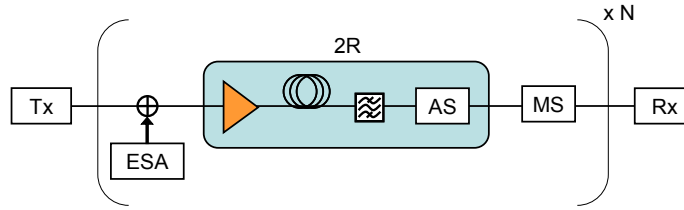


FIGURE 5.6 – Schéma de boucle à recirculation pour cascader le régénérateur 3R étudié.

de 2 dB à 3 dB. Sa largeur à mi-hauteur serait limitée par le temps de réponse du composant (de 5 ps dans notre cas) et peut varier en fonction de la largeur des impulsions de l'horloge optique. Dans le cas de la modulation synchrone optoélectronique présentée dans la Figure 5.3, le taux de modulation peut être modifié de quelques dB jusqu'à la limite du modulateur qui est environ 15 dB. La largeur à mi-hauteur est moins flexible et limitée par la bande passante du modulateur.

La modulation synchrone est donc réalisée en utilisant une sur-modulation optique possédant une largeur d'impulsion à mi-hauteur de 5 ps et un taux de modulation de 2 dB.

TABLE 5.1 – Paramètres de simulation.

Nombre d'échantillons par bit	128
Nombre de bit	512
Longueur de séquence PRBS	127
Largeur spectrale du bruit ESA	3 nm
OSNR au premier tour	30 dB

TABLE 5.2 – Paramètres du régénérateur 2R et de la modulation synchrone utilisée.

Type de fibre	NZ DSF
Longueur de fibre	2,4 km
Puissance en entrée de la fibre	18,3 dBm
Filtre optique gaussienne	1,1 nm
Contraste d'AS	5 dB
Largeur à mi-hauteur de la modulation synchrone	5 ps
Taux de modulation	2 dB

Les facteurs de qualité du signal  $Q_a$  (amplitude) et  $Q_t$  (temporel) (définis dans le chapitre 1) en fonction du nombre de tours dans la boucle courte sont représentés sur la Figure 5.7. Pour le cas sans régénération (référence) les facteurs de qualité se dégradent rapidement à cause de l'accumulation de bruit d'ESA. Lorsque le régénérateur 2R est inséré dans la ligne de transmission, les fluctuations d'intensité sont réduites, nous observons une amélioration de  $Q_a$ . Cependant le facteur  $Q_t$  se dégrade rapidement à cause de l'accumulation de la gigue temporelle, ce qui conduit également in fine à une dégradation de facteur de qualité  $Q_a$  après plusieurs passages dans le régénérateur. Les diagrammes de l'œil du signal après 30

tours et 60 tours dans la boucle avec le régénérateur 2R sont illustrés dans les Figures 5.8(a) et 5.8(b) respectivement.

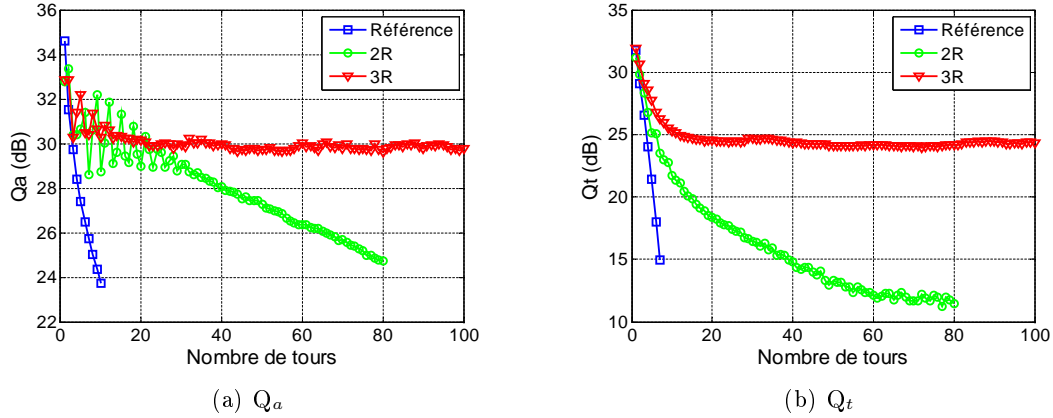


FIGURE 5.7 – Facteur de qualité du signal  $Q_a$  (a) et  $Q_t$  (b) en fonction de nombre de tours. OSNR au premier tour est à 30 dB.

Lorsque la modulation synchrone est appliquée, nous obtenons une stabilisation des facteurs de qualité au fur et à mesure des passages dans le régénérateur. A partir d'un certain nombre de tour, nous obtenons des facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  constants avec le nombre de passages dans le régénérateur. Ceci démontre bien que nous nous situons bien dans un régime de transmission régénérée de type 3R démontrant l'efficacité de notre dispositif. Les diagrammes de l'œil du signal après 30 tours et 60 tours avec le régénérateur 3R sont illustrés dans les Figures 5.8(c) et 5.8(d) respectivement. Nous observons alors clairement la réduction de la gigue temporelle par la technique de modulation synchrone.

Nous constatons également qu'il subsiste toujours un résidu de gigue temporelle. Contrairement à une régénération 3R classique qui régénère complètement le signal, la modulation synchrone permet de se prévenir contre l'accumulation de la gigue temporelle.

Un plus grand nombre de cascade du dispositif est également testé. Dans cette condition de faible bruit en ligne, le régénérateur peut être cascadié jusqu'à 200 tours en maintenant les facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  constants.

#### 5.4.2 Optimisation des paramètres de la modulation synchrone

Nous allons ensuite optimiser les paramètres de la modulation synchrone qui sont la largeur à mi-hauteur et le taux de modulation. Les paramètres de simulation sont identiques aux études précédentes. À partir des courbes représentées dans la Figure 5.7, nous en déduisons les facteurs  $Q_a$  et  $Q_t$  après 100 tours avec la régénération 3R pour différentes valeurs de largeur à mi-hauteur et de taux de modulation. La Figure 5.9 représente les évolutions de  $Q_a$  et  $Q_t$  en fonction du taux de modulation et de la largeur à mi-hauteur de la modulation synchrone.

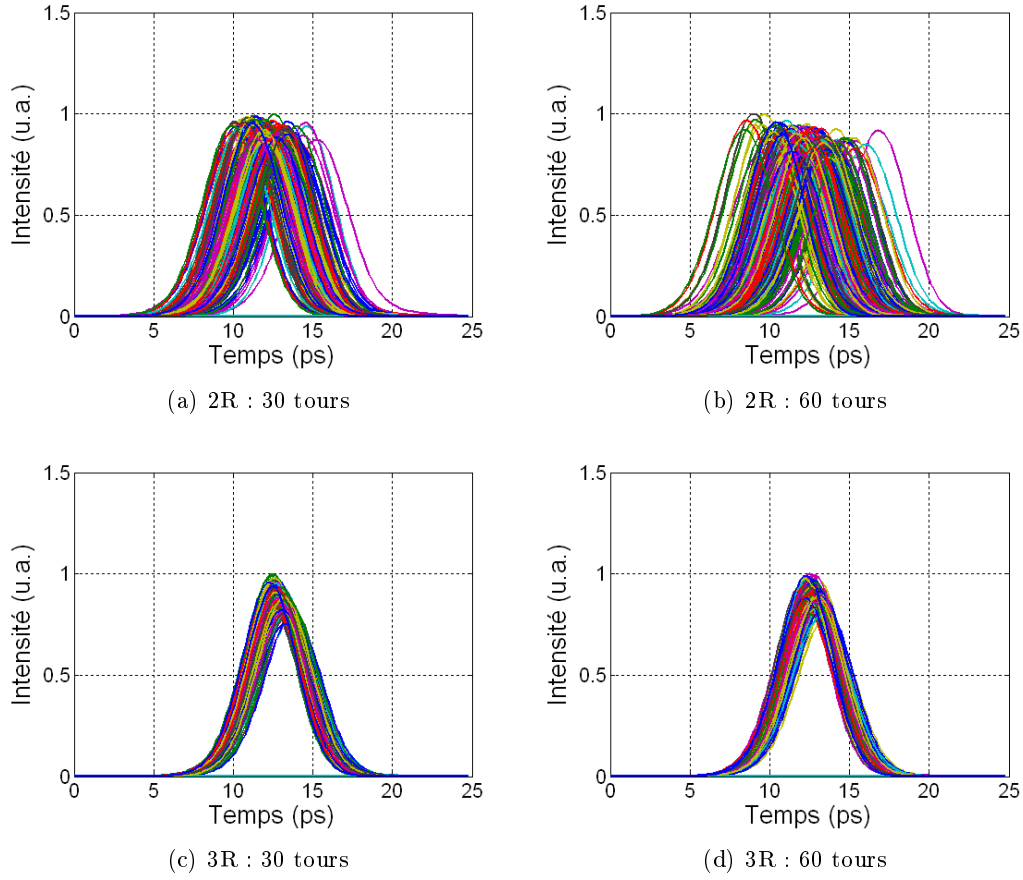


FIGURE 5.8 – Visualisation du signal optique avec la régénération 2R après 30 tours (a) et 60 tours (b), et avec la régénération 3R après 30 tours (c) et 60 tours (d).

La Figure 5.9(a) montre que le facteur  $Q_a$  est stabilisé autour de la valeur maximale dans un large intervalle de valeurs pour ces deux paramètres étudiés. Dans la zone où la largeur à mi-hauteur est courte et le taux de modulation est grand, ce facteur  $Q_a$  diminue rapidement à cause de la forte compression d'impulsion de la modulation synchrone.

Pour le facteur  $Q_t$ , nous nous intéressons seulement aux paramètres (TM et FWHM) avec lesquels le  $Q_a$  est stabilisé. Nous constatons une diminution de  $Q_t$  pour les faibles taux de modulation et les grandes largeurs à mi-hauteur (Figure 5.9(b)). En effet, avec ces paramètres, l'efficacité de la modulation synchrone est faible, par conséquent, le facteur  $Q_t$  est stabilisé à des valeurs plus basses. La Figure 5.10 illustre les diagrammes de l'œil du signal optique après 100 tours dans la boucle à recirculation avec la régénération 3R utilisant la modulation synchrone dont le taux de modulation est de 2 dB et la largeur à mi-hauteur est de 2 ps (a), 6 ps (b) et 10 ps (c). Ces diagrammes de l'œil confirment les évolutions de  $Q_t$ .

En conclusion, ces évolutions de  $Q_a$  et  $Q_t$  nous montrent finalement deux zones de fonctionnement efficace pour la régénération 3R à base de modulation synchrone tout optique

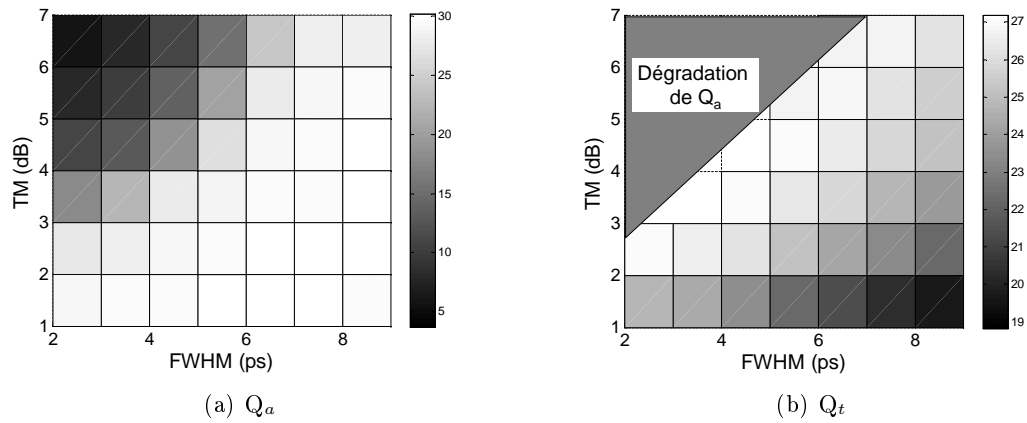


FIGURE 5.9 – Facteur de qualité du signal  $Q_a$  (a) et  $Q_t$  (b) à 100 tours versus largeurs à mi-hauteur (FWHM) et taux de modulation (TM) de la modulation synchrone.

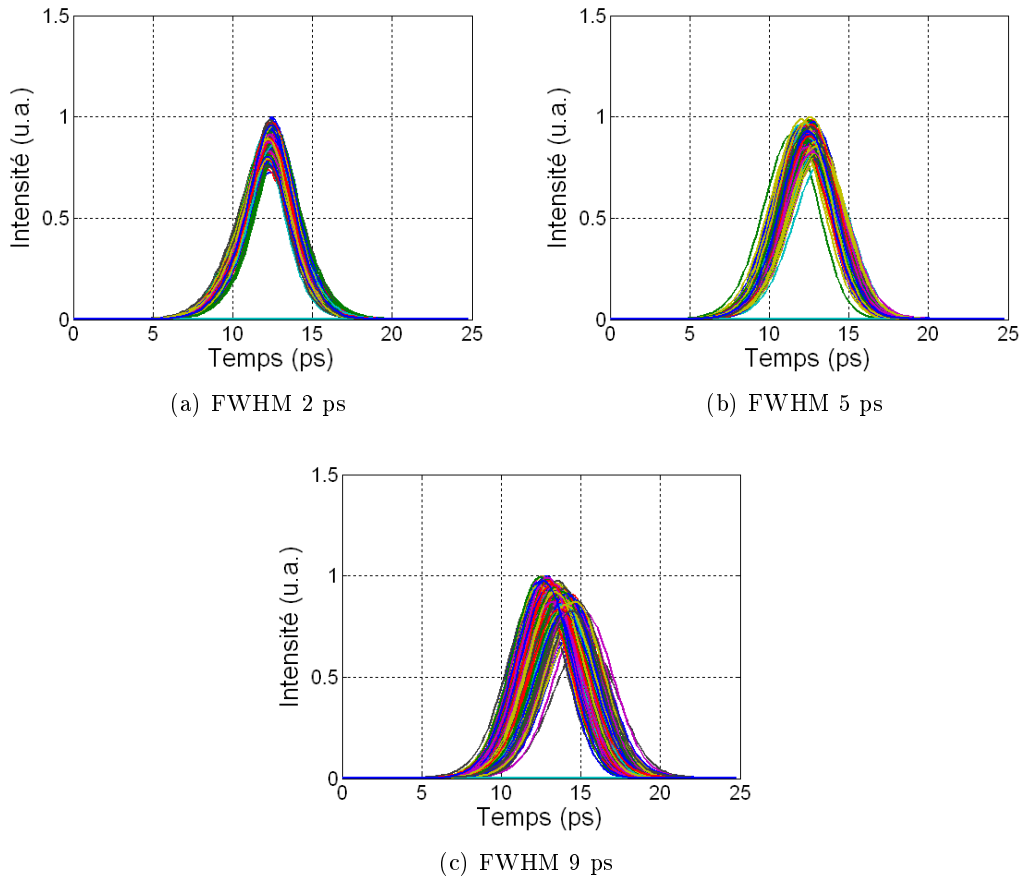


FIGURE 5.10 – Signal optique avec la régénération 3R après 100 tours avec une modulation synchrone de largeur 2 ps (a), 5 ps (b), et 9 ps (c).

d'un signal 40 Gbit/s. La première correspond aux faibles taux de modulation (1 à 2 dB) et aux courtes largeurs à mi-hauteur (3 à 5 ps). Ces paramètres peuvent être obtenus si nous



utilisons la modulation croisée d'absorption dans l'AS. La deuxième zone correspond aux forts taux de modulation (5 à 7 dB) et aux grandes largeurs à mi-hauteur (7 à 9 ps). Pour atteindre ces paramètres, il est nécessaire d'utiliser un modulateur d'intensité externe.

### 5.4.3 Impact du bruit en ligne

Le fonctionnement et la cascabilité du régénérateur 3R ont été numériquement démontrés dans une boucle à recirculation à faible bruit ajouté (OSNR au premier tour de 30 dB/1 nm). Nous allons maintenant étudier la résistance au bruit optique de ce régénérateur. Pour cela nous allons faire varier l'OSNR au premier tour ce qui revient à faire varier le facteur de bruit dans la boucle. Cette variation de facteur de bruit de boucle peut être interprétée comme une augmentation de la distance entre régénérateurs. En effet quand la distance de transmission est augmentée entre régénérateur, cela revient à avoir un OSNR devant le régénérateur qui se dégrade.

Nous considérons un OSNR au premier tour de 25 dB, ce qui correspond à l'OSNR après 80 km de transmission avec une amplification tout erbium et une puissance en ligne de +5 dBm. Les évolutions de facteur de qualité  $Q_a$  sans et avec la régénération 2R et 3R sont reportées sur la Figure 5.11. Les paramètres du régénérateur sont les mêmes que précédemment (Tableau 5.2).

Nous observons que l'évolution du facteur  $Q_a$  dans le cas avec la régénération 3R n'est plus constante en fonction du nombre de passages dans la boucle à recirculation. Nous remarquons une chute importante du facteur  $Q_a$  à partir de 30 tours. Pour mieux comprendre cette dégradation, nous analysons l'évolution des puissances optiques de chaque impulsion au cours de la propagation.

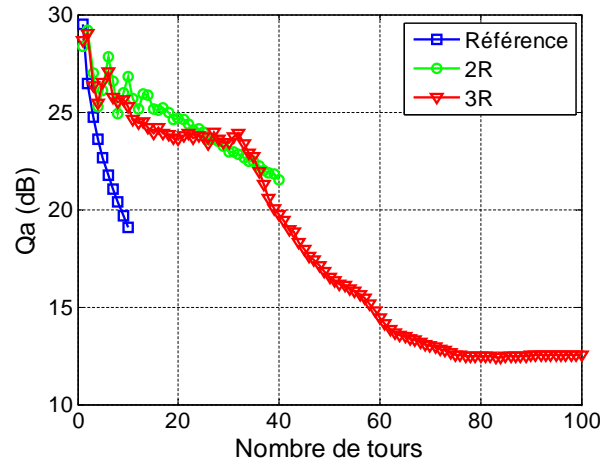


FIGURE 5.11 – Facteur de qualité du signal  $Q_a$  par rapport au nombre de tours. OSNR au premier tour est à 25 dB.

La Figure 5.12 ci-dessous représente la distribution de la puissance optique du signal simulée (1 024 bits) en fonction du nombre de tours dans la boucle à recirculation. L'OSNR

au premier tour est fixé à 30 dB (a) et à 25 dB (b) respectivement. À un OSNR de 30 dB, les niveaux de puissance pour chaque impulsion sont stabilisés après environ 10 passages dans le régénérateur. Par conséquent, le facteur de qualité  $Q_a$  est maintenu au cours de la propagation grâce au régénérateur. Lorsque l'OSNR au premier tour est dégradé à 25 dB, nous observons quelques chutes de puissance des symboles « 1 ». Ce qui signifie que ces impulsions sont atténuées au cours de la propagation.

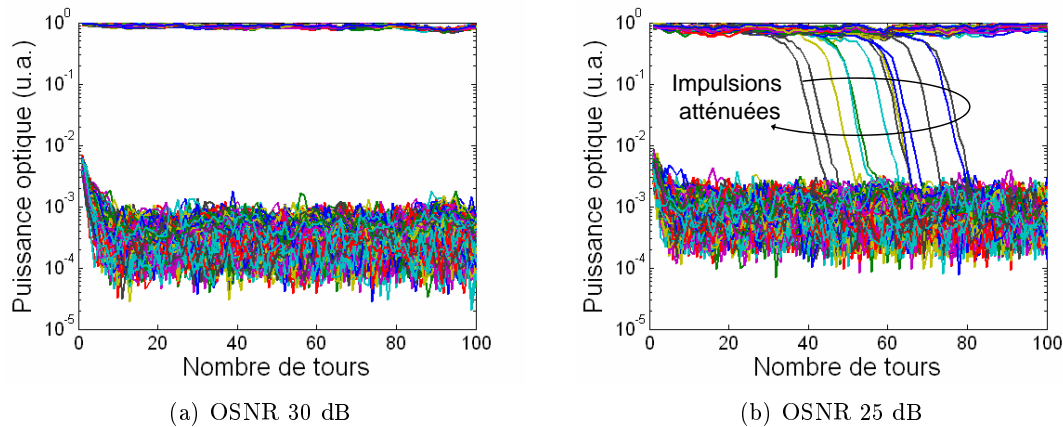


FIGURE 5.12 – Évolution d'intensité des impulsions lorsque le régénérateur 3R est mis en cascade. OSNR au premier tour est à 30 dB (a) et à 25 dB (b).

Pour expliquer ce phénomène, nous rappelons le principe de la modulation synchrone qui convertit la gigue temporelle en fluctuations d'intensité en atténuant les impulsions décalées. La stabilisation des impulsions est obtenue après plusieurs passages dans la combinaison du régénérateur 2R et de la modulation synchrone. Cependant, lorsque la gigue temporelle en sortie du régénérateur 2R est trop importante due aux fortes fluctuations d'intensité, la modulation synchrone va reconvertir cette gigue temporelle en fluctuations d'intensité. Nous obtenons alors un système instable qui ne permet plus une réduction des fluctuations de fortes intensités. Pour mettre en évidence ce phénomène, nous représentons le diagramme de l'œil du signal après 36 tours dans le cas où l'OSNR au premier tour est de 25 dB (Figure 5.13(a)). Ce diagramme de l'œil correspond au début de la chute des impulsions illustrée dans la Figure 5.12(a). Nous observons deux impulsions complètement décentrées et atténuées par la modulation synchrone. À 100 tours (Figure 5.13(b)) le diagramme de l'œil semble ouvert. Cependant, la séquence du signal n'est plus la même par rapport à celle émise au départ puisque nous avons des impulsions qui ont disparues. Ceci va donc conduire à une dégradation de taux d'erreur binaire à la détection.

Lorsque l'OSNR au premier tour est encore plus faible, la disparition des impulsions devient de plus en plus critique. La Figure 5.14 correspond à un OSNR au premier tour de 22 dB. La gigue temporelle accumulée en sortie de la régénération 2R est d'autant plus importante que la puissance de bruit devant le régénérateur 2R augmente. Par conséquent, le nombre d'impulsions atténuées devient plus important.

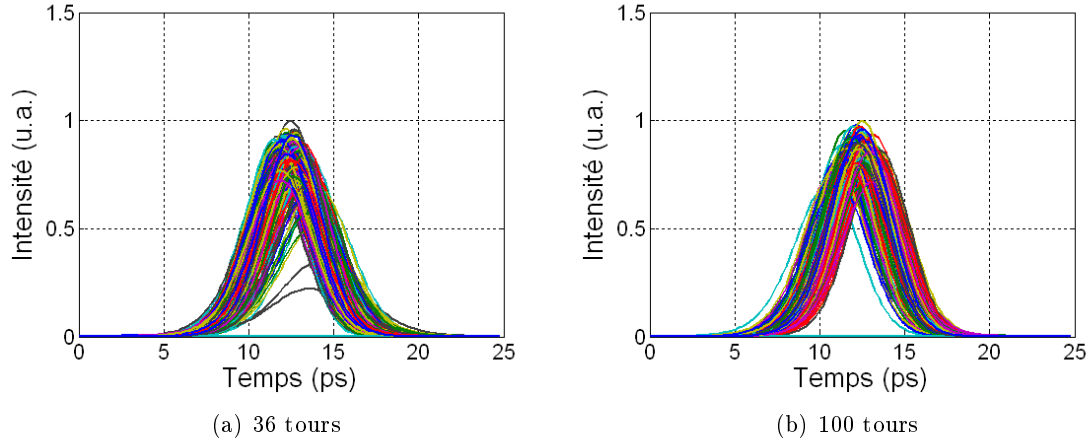


FIGURE 5.13 – Diagramme de l'œil du signal après 36 tours (a) et 100 tours (b) avec l'OSNR de 25 dB.

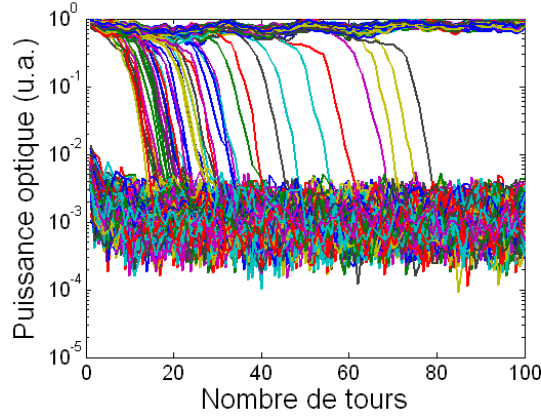


FIGURE 5.14 – Évolution d'intensité des impulsions lorsque le régénérateur 3R est mis en cascade. OSNR au premier tour est à 22 dB.

La raison principale pour laquelle le régénérateur 3R étudié devient instable, lorsque le bruit d'ESA devient trop important, est liée à l'utilisation de l'effet solitonique qui est indispensable dans l'étape du limiteur de puissance (chapitre 3). En effet, avec la restauration du régime soliton dans la fibre optique, le bruit d'ESA en entrée est converti en gigue temporelle sur le signal en sortie.

En utilisant l'effet de SPM, la phase donc la fréquence instantanée dépend directement de l'intensité d'impulsions. Au cours de la transmission, les fluctuations d'intensité liées au bruit d'ESA sont converties alors en fluctuations de fréquence instantanée du signal par l'effet de SPM. Avec la dispersion chromatique, ces fluctuations de fréquence instantanée conduisent à des fluctuations de vitesse de groupe. Par conséquent, le temps d'arrivée de chaque impulsion varie suivant ses fluctuations d'intensité, ce qui crée de la gigue temporelle. Cet effet est connu sous le nom de la gigue temporelle de Gordon-Haus [104].

La principale limitation de notre dispositif est donc liée à la gigue temporelle de Gordon-

Haus générée dans la fibre optique utilisée pour réaliser la fonction de limiteur de puissance. Nous proposons dans la section suivante de remplacer cette fibre optique par l'AS.1 qui permet de réaliser la fonction de limiteur de puissance.

#### 5.4.4 Perspectives

Dans cette étude, nous analysons directement la résistance au bruit d'ESA d'un régénérateur 3R utilisant des miroirs d'absorption saturable à base de multi puits quantiques AS.0 et AS.1 suivis d'une modulation synchrone tout-optique (MS). La Figure 5.15 représente le schéma de la boucle à recirculation courte utilisée dans le modèle numérique. Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau 5.3.

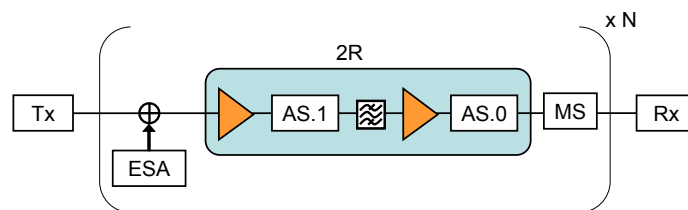


FIGURE 5.15 – Schéma de la boucle à recirculation courte numérique pour étudier la régénération 3R utilisant des miroirs d'absorption saturable suivis d'une modulation synchrone tout-optique.

TABLE 5.3 – Paramètres de modélisation pour étudier la régénération 3R utilisant un tandem 2R AS.1-AS.0 suivi d'une modulation synchrone.

Débit	42,7 Gbit/s
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Le régénérateur 2R composé du tandem AS.1-AS.0 est étudié et optimisé dans le chapitre 4. Le point de fonctionnement et les paramètres caractéristiques du dispositif sont récapitulés dans le Tableau 5.4.

TABLE 5.4 – Paramètres du régénérateur 3R utilisant un tandem SA.1-SA.0 suivi d'une modulation synchrone.

Régénérateur 2R	
Temps de réponse de l'AS.0	5 ps
Puissance en entrée de l'AS.0	8 dBm
Temps de réponse de l'AS.1	4 ps
Puissance en entrée de l'AS.1	6 dBm
Filtrage optique	1,2 nm
Modulation synchrone	
Taux de modulation	3 dB
Largeur à mi-hauteur	5 ps

L'OSNR au premier tour varie de 10 dB à 30 dB par pas de 2 dB. Les facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  en fonction du nombre de cascades du régénérateur 3R sont représentés dans la Figure 5.16(a) et Figure 5.16(b) respectivement. Nous constatons qu'avec ce régénérateur, les facteurs  $Q_a$  et  $Q_t$  sont stabilisés même avec un OSNR très bas. Un régime de régénération 3R (facteurs  $Q_a$  et  $Q_t$  constants par rapport au nombre de cascades) est obtenu jusqu'à un OSNR au premier tour de 14 dB.

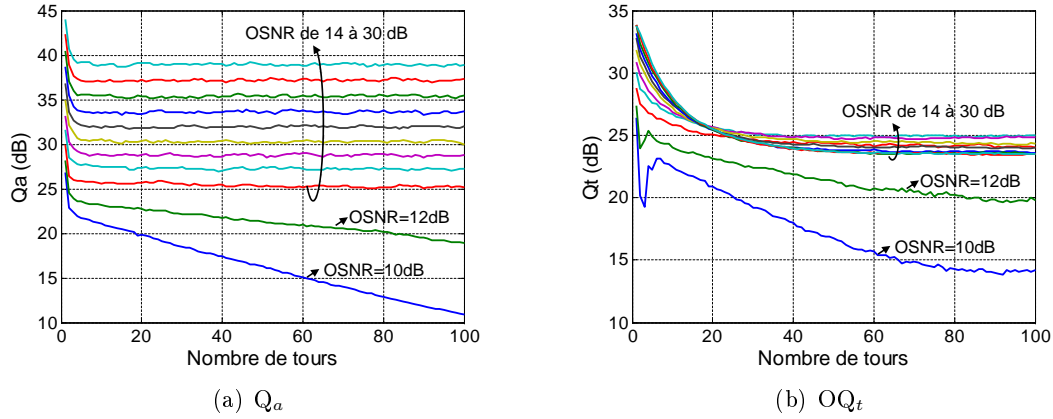


FIGURE 5.16 – Facteur de qualité du signal  $Q_a$  (a) et  $Q_t$  (b) par rapport aux nombres de cascades du régénérateur 3R utilisant un tandem SA.1-SA.0 suivi d'une modulation synchrone.

Quand l'OSNR au premier tour est inférieur à 14 dB (correspondant environ à un OSNR après 500 km de transmission avec amplification erbium et puissance en ligne de +5 dBm), les facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  du signal se dégradent au fur et à mesure de la transmission. Notons que malgré cette dégradation le régénérateur 3R permet tout de même d'accroître le nombre de tours par rapport au cas sans régénérateur.

La Figure 5.17 représente la distribution de la puissance optique lorsque le régénérateur 3R (tandem AS.1-SA.0 suivi d'une modulation synchrone) est cascadié avec un OSNR au premier tour de 16 dB (a) et de 10 dB (b). Nous constatons que même avec un OSNR très faible de 10 dB, aucune impulsion n'est individuellement atténuée par le régénérateur mais l'ensemble des impulsions est dégradé au cours de la cascade. Ce phénomène est lié à la limite de la tolérance au bruit d'ESA du régénérateur 2R étudié, ce qui conduit à une dégradation lente du facteur  $Q_a$ .

Contrairement à la fonction limiteur puissance utilisant la fibre optique présentée dans la section précédente, l'AS.1 n'inflige pas de gigue temporelle ce qui évite ainsi d'avoir des impulsions atténuées par la modulation synchrone d'intensité. Ce type de régénérateur 3R présente donc une très bonne résistance au bruit d'ESA. Une évolution constante des facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  (correspondant à un régime de régénération 3R) est obtenue grâce au régénérateur jusqu'à un OSNR au premier tour de 14 dB.

Même si ces résultats de simulation sont très encourageants, la cascade du régénérateur

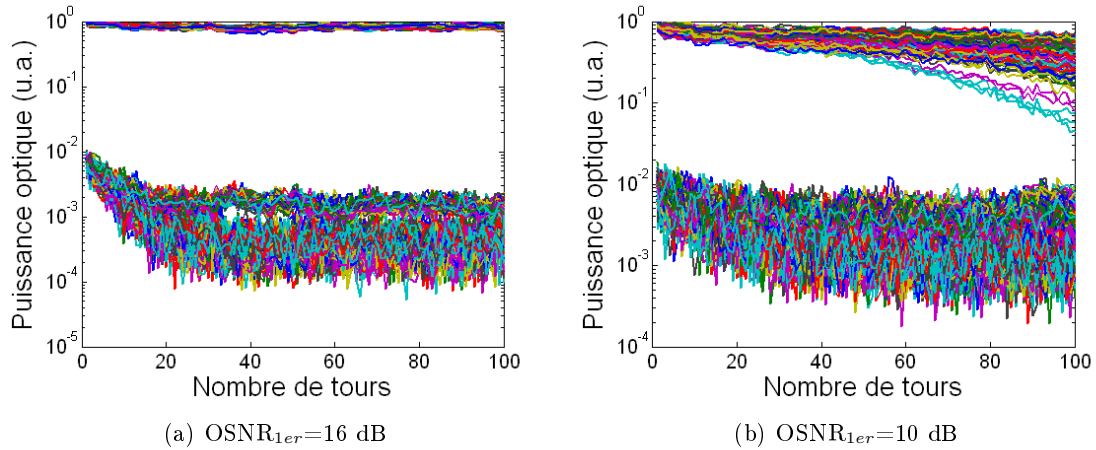


FIGURE 5.17 – Évolution d'intensité des impulsions lorsque le régénérateur 3R (AS.1-AS.0 + MS) est mis en cascade. OSNR au premier tour est à 16 dB (a) et à 10 dB (b).

2R utilisant l'AS.1 et l'AS.0 n'est pas encore démontrée due à la réponse spectrale de l'AS.1 qui déforme le spectre du signal après plusieurs passages dans l'AS.1 et implique une forte dégradation du signal.

Les études expérimentales qui seront présentées dans les sections suivantes utilisent donc un régénérateur 2R composé de l'AS.0 et d'un limiteur de puissance utilisant une fibre optique.

#### 5.4.5 Conclusion de l'étude numérique

Cette étude numérique nous a permis de mieux appréhender le comportement du dispositif de régénération 3R constitué d'un AS et d'effet de SPM dans la fibre suivie d'une modulation synchrone d'intensité. Expérimentalement, la modulation synchrone est obtenue par la modulation d'absorption croisée en injectant une horloge optique dans l'AS. Pour simplifier l'étude numérique, nous utilisons une modulation synchrone d'intensité externe.

L'étude numérique a permis de confirmer le fonctionnement du dispositif de régénération 3R d'un signal RZ à 42,7 Gbit/s. Grâce à ce dispositif nous avons pu obtenir un régime de régénération 3R où les facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  restent constants en fonction du nombre de passages dans le régénérateur 3R.

L'optimisation des paramètres de la modulation synchrone a montré deux points de fonctionnement. L'un correspond à un faible taux de modulation et une courte largeur à mi-hauteur, ce point de fonctionnement pourrait être obtenu en utilisant la modulation d'absorption croisée dans l'AS. L'autre correspond à un fort taux de modulation et une grande largeur à mi-hauteur, cette dernière peut être obtenue avec un modulateur d'intensité externe.

Néanmoins, l'étude numérique a montré également que le régime de régénération 3R ne peut être obtenu qu'avec très peu de bruit d'ESA dans la boucle (OSNR au premier tour

de 30 dB). Lorsque la puissance de bruit d'ESA devant le régénérateur augmente, la gigue temporelle en sortie du régénérateur 2R devient importante. Cet effet est principalement dû à la gigue temporelle de Gordon-Haus créée par la restauration du régime de transmission soliton dans la fibre utilisé pour l'élargissement spectral. Les impulsions trop décalées par la gigue temporelle sont complètement atténuées par la modulation synchrone. Ce qui conduit à une très forte dégradation du signal.

Nous avons ensuite étudié numériquement une solution alternative afin de surmonter cette limite due à la gigue temporelle de Gordon-Haus. Cette solution consiste à utiliser un limiteur de puissance utilisant un AS (AS.1). Nous avons montré que la cette solution résiste bien au bruit d'ESA. Cette dernière est alors une perspective pour les travaux à l'avenir mais le problème de déformation spectrale du signal par l'AS.1 reste à résoudre pour en faire une solution acceptable.

## 5.5 Études expérimentales en boucle à recirculation

### 5.5.1 Récupération d'horloge tout-optique

La récupération d'horloge toute optique (RHO) est nécessaire pour générer la modulation synchrone. Pendant ces travaux de thèse, nous avons développé une technique de récupération d'horloge à base de filtrage passif utilisant les réseaux de Bragg [105]. Néanmoins, la qualité de l'horloge récupérée par cette technique n'est pas encore suffisamment bonne pour pouvoir être utilisée dans la technique de modulation synchrone.

La récupération d'horloge utilisée dans ces études est constituée de deux lasers à verrouillage de modes réalisés par Alcatel-Thales III-V lab (Figure 5.18), détaillés dans [106]. Le premier étage est un laser DBR (*Distributed Bragg Reflector*) contenant une couche active à structure massive insensible à la polarisation et le deuxième étage est un laser Fabry-Pérot à bâtonnets quantiques (QD). Le premier laser génère une horloge à 1548 nm parfaitement synchrone avec les données optiques en entrée qui sont à un débit de 42,7 Gbit/s. Le grand avantage de ce laser est son insensibilité à la polarisation, néanmoins il n'est pas suffisamment efficace et une gigue temporelle est présente liée à un mauvais filtrage de la séquence PRBS portée par le signal. Le deuxième laser de type bâtonnets quantiques travaille à 1575 nm et produit une horloge présentant une meilleure efficacité spectrale limitant ainsi la gigue temporelle en sortie [107]. L'association de ces deux lasers nous permet alors d'obtenir une récupération d'horloge tout-optique insensible à la polarisation et générant une horloge optique de très bonne qualité.

### 5.5.2 Schéma expérimental du régénérateur

Le schéma expérimental du régénérateur 3R à base de la régénération 2R suivi par une modulation synchrone a été présenté dans la section 5.3. Nous rappelons ce schéma dans la Figure 5.19, et ses caractéristiques dans le Tableau 5.5.

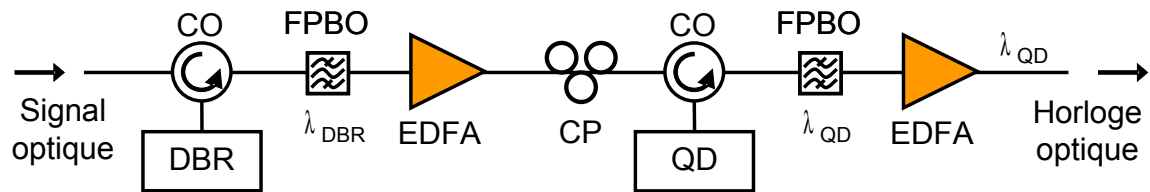


FIGURE 5.18 – La récupération d’horloge insensible à la polarisation.

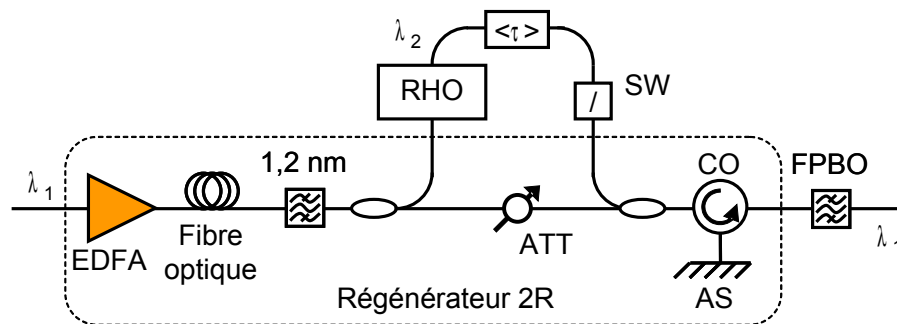


FIGURE 5.19 – Schéma expérimental du régénérateur 3R étudié.

TABLE 5.5 – Paramètres expérimentaux du régénérateur 2R et de la modulation synchrone.

Régénérateur 2R	
Compression d’impulsion	1 km DSF + 1 km NZ DSF
Puissance lancée dans la fibre	18 dBm
Largeur du filtre	1,2 nm
Puissance lancée dans l’AS	10 dBm
Modulation synchrone	
Largeur à mi-hauteur	5 ps
Taux de modulation	3 dB



### 5.5.3 Système à 42,7 Gbit/s et boucle à recirculation

La boucle à recirculation est représentée dans la Figure 5.20. L'émetteur produit un signal optique RZ 33% modulé à 42,7 Gbit/s avec une PRBS de longueur de  $2^{31}-1$  bits. La longueur d'onde du signal est à 1547 nm.

Dans la section précédente, nous avons démontré numériquement que ce type de régénérateur 3R a des performances qui sont sensibles au bruit d'ESA. Nous avons pu observer expérimentalement que nous ne pouvions améliorer la distance de propagation quand nous avons une ligne de transmission de 100 km avec une amplification tout erbium. Nous obtenons alors un OSNR de 21 dB après un pas d'amplification de 100 km pour une puissance optique de +5 dBm. Si nous augmentons la puissance optique en ligne pour améliorer l'OSNR, nous avons alors des effets non-linéaires au cours de la transmission qui rendent alors le régénérateur 2R instable.

Nous avons donc fait le choix d'utiliser une ligne de transmission avec une amplification hybride (détaillée dans le chapitre 2). La ligne de transmission est constituée de deux tronçons de 50 km de NZ DSF avec une dispersion chromatique de  $4,5 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  à 1550 nm. L'amplification Raman est obtenue par un pompage contra propagatif de la fibre de transmission, le gain Raman pour chaque tronçon est approximativement de 10 dB. L'OSNR au premier tour est maintenant de 23 dB avec une puissance en ligne de +5 dBm.

La dispersion chromatique est compensée en entrée du régénérateur par une DCF pour restaurer les impulsions.

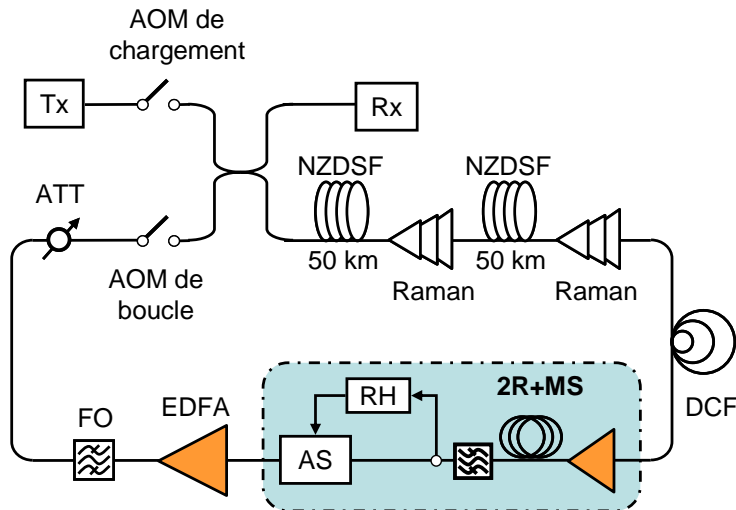


FIGURE 5.20 – Schéma expérimental de la boucle à recirculation longue.

### 5.5.4 Résultats

#### 5.5.4.1 Mise en évidence de la régénération et de la réduction de la gigue temporelle

La Figure 5.21 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance de transmission dans les cas sans régénération, avec la régénération 2R seule et avec la régénération 3R utilisant la technique de modulation synchrone.

Sans la modulation synchrone, le régénérateur 2R permet d'obtenir une transmission de 8 000 km pour un TEB de  $10^{-8}$  correspondant à un facteur d'amélioration de 10 par rapport au cas sans régénération. Ce premier résultat met en évidence l'amélioration des performances emmenée par le régénérateur 2R.

Lorsque la modulation synchrone est appliquée, la distance de transmission est considérablement améliorée nous passons de 8 000 km à 18 000 km pour un TEB à  $10^{-8}$  correspondant à un facteur d'amélioration de 22,5, liée à la réduction de la gigue temporelle apportée par la technique de modulation synchrone.

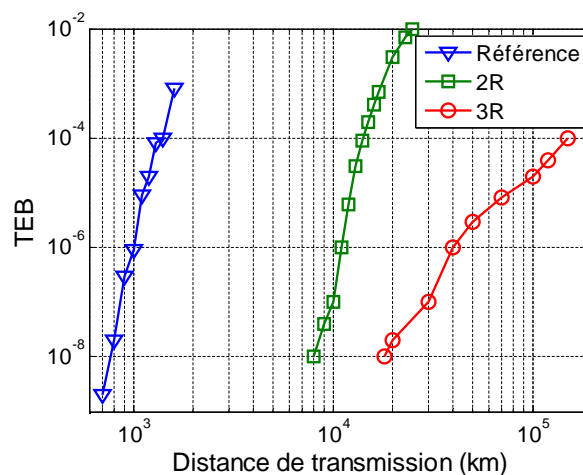


FIGURE 5.21 – Taux d'erreur binaire versus distance de transmission pour les cas sans régénération, régénération 2R tout-optique et régénération 3R tout-optique.

La réduction de la gigue temporelle peut être observée par la mesure du TEB en fonction de la prise de l'instant de décision sur le récepteur (Figure 5.22). En effet, en dérivant l'instant de décision par rapport au point optimal, le TEB augmente dû aux fronts montants et descendants des impulsions. La première courbe correspond au cas régénération 2R seule après 13 000 km de transmission. Cette courbe présente une forme en « V » ce qui signifie que le diagramme de l'œil se ferme temporellement due à la gigue temporelle. La deuxième courbe correspond au cas régénération 2R suivie par la modulation synchrone après 90 000 km de transmission. Malgré une distance de propagation plus importante, nous constatons une marge significative sur le temps de décision en présence de la modulation synchrone par rapport au cas de la régénération 2R seule.

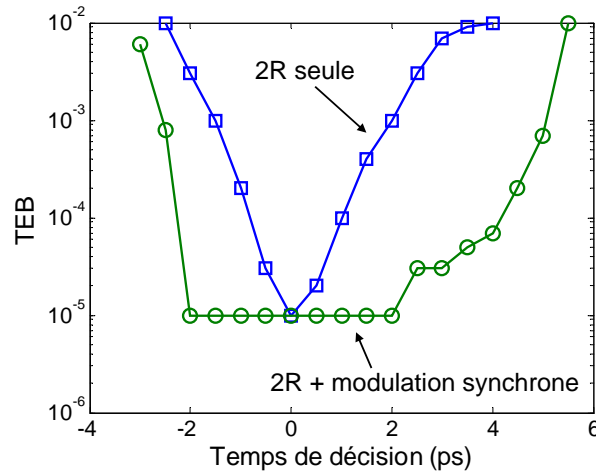


FIGURE 5.22 – Taux d'erreur binaire en fonction du temps de décision dans le cas sans modulation synchrone (carrés) et avec modulation synchrone (cercles).

Cette mesure démontre bien la réduction de la gigue temporelle par la modulation synchrone tout-optique obtenue par la modulation d'absorption croisée dans l'AS.

Cependant, sur la Figure 5.21, nous n'avons pas encore une évolution de TEB par rapport à la distance de transmission caractéristique d'une régénération 3R. En effet, la pente de l'évolution théorique est de 1 (équation 5-1) :

$$TEB = N.exp(-k.OSNR)$$

Comme nous l'avons présenté dans l'étude numérique, les performances du dispositif sont limitées par la gigue temporelle de Gordon-Haus générée par le régénérateur 2R utilisant l'effet d'automodulation dans la fibre. Ce phénomène conduit à des atténuations d'impulsions du signal de façon aléatoire.

La Figure 5.23 représente l'évolution du TEB en fonction du seuil de décision sur le récepteur pour le cas de la modulation synchrone à 90 000 km. Deux courbes correspondent à deux moments de mesure différents. La forme en « U » de ces courbes montre que le diagramme de l'œil du signal reste ouvert en intensité grâce à la régénération. Néanmoins, les plateaux d'erreurs de ces deux mesures ne sont pas au même niveau montrant que le nombre d'impulsions atténuées par le dispositif varie au cours du temps.

La solution pour résoudre ce problème est d'utiliser une régénération 2R sans effet de propagation en utilisant uniquement des AS comme nous l'avons présenté dans l'étude numérique. Cependant la déformation spectrale du signal par l'AS.1 ne permet pas à l'heure actuelle d'envisager l'utilisation de ce dispositif pour réaliser une régénération 3R.

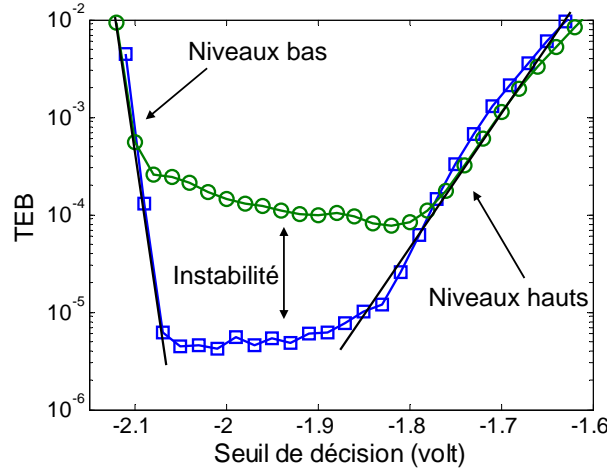


FIGURE 5.23 – Taux d’erreur binaire en fonction du seuil de décision pour le cas avec la modulation synchrone après 90 000 km. Deux courbes correspondent aux deux moments de mesure différents.

## 5.6 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre les travaux relatifs à l’étude de la régénération 3R à base de la modulation synchrone tout optique dans l’AS ont été rapportés. Le chapitre est présenté en trois parties, le principe du dispositif a été exposé dans la première partie, la deuxième partie est consacrée à une étude numérique et la troisième à une étude expérimentale.

La technique de régénération 3R par modulation synchrone est constituée d’un régénérateur 2R et d’une modulation d’intensité synchrone au signal à régénérer. Le régénérateur 2R que nous utilisons ici est basé sur celui développé dans le chapitre 3 : un AS associé à une fibre optique celui basé sur de l’automodulation de phase dans une fibre optique. La modulation synchrone toute optique est obtenue en injectant dans l’AS une horloge optique récupérée à partir du signal à traiter par un composant de récupération d’horloge toute optique utilisant des lasers à verrouillage de modes à semi-conducteur basés sur des structures massives et des structures à bâtonnets quantiques.

Dans ce chapitre nous avons présenté, une modulation synchrone d’intensité permettant d’atténuer une partie des impulsions décalées par rapport au centre du temps bit. En l’associant avec un régénérateur 2R, les fluctuations d’amplitude et la gigue temporelle sur le signal peuvent être réduites après plusieurs passages dans l’ensemble des dispositifs.

Une étude numérique nous a permis de mieux appréhender le comportement du dispositif lorsqu’il est cascadié. Grâce au modèle numérique que nous avons mis en place, le dispositif a pu être cascadié en maintenant les facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  constants au cours de la transmission. Ce qui coïncide avec les caractéristiques d’un régénérateur 3R observées dans la littérature. Dans la condition où le niveau de bruit en ligne est faible, le dispositif peut être cascadié plus de 200 fois.

À l’aide de ce modèle numérique, nous avons également optimisé les paramètres phy-

siques de la modulation synchrone qui sont le taux de modulation et la largeur à mi-hauteur. Deux points de fonctionnement optimaux sont trouvés : faible taux de modulation et largeur à mi-hauteur courte, fort taux de modulation et largeur à mi-hauteur grande. Le premier point de fonctionnement peut être obtenu par une modulation croisée de l'absorption d'un AS qui est un des thèmes de recherche de ce chapitre. Le deuxième point de fonctionnement optimal peut être réalisé par un modulateur d'intensité externe comme cela a été présenté dans la référence [49].

La résistance au bruit en ligne du dispositif est ensuite étudiée dans cette étude numérique. Lorsque le niveau de puissance de bruit d'ESA en entrée du régénérateur est important (le régénérateur est inséré tard dans une ligne de transmission), de forte atténuation des d'impulsions apparaissent. Ceci est lié à la régénération 2R à base de l'automodulation de phase dans la fibre qui crée une gigue temporelle sur le signal en sortie appelé gigue de Gordon-Haus. Par conséquent, la modulation synchrone atténue complètement les impulsions trop décalées par rapport au centre du temps bit. Pour éviter ce phénomène, nous avons proposé d'utiliser un autre régénérateur 2R sans effet de propagation. Le modèle du régénérateur 2R composé de deux AS présenté dans le chapitre 4 est utilisé. Le nouveau régénérateur 3R a démontré une résistance au bruit bien meilleure. Nous avons pu le cascader plus de 100 fois en maintenant des facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  constant et ceux malgré un bruit important au premier tour (OSNR jusqu'à 14 dB). Malheureusement, expérimentalement, nous n'avons pas réussi à cascader le régénérateur 2R composé d'AS (cf chapitre 4). La régénération 2R utilisant une fibre optique comme limiteur de puissance est alors utilisée pour l'étude expérimentale.

L'étude expérimentale a démontré que le dispositif était effectivement efficace dans une ligne de transmission à 42,7 Gbit/s. Dans un premier temps, le régénérateur 3R expérimental n'a pas pu fonctionner dans une ligne transmission avec une amplification tout erbium. L'augmentation de la distance de transmission par rapport au cas avec régénération 2R seule est obtenue seulement si l'amplification hybride est utilisée, ce qui augmente l'OSNR au premier tour de 2 dB (21 dB à 23 dB) par rapport à l'amplification tout erbium.

Un facteur d'amélioration de distance de transmission de 22,5 (comparé au cas sans régénération) a été obtenu pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-8}$  (soit une distance de transmission de 18 000 km pour ce taux d'erreur binaire). L'analyse du taux d'erreur binaire par rapport au temps de décision confirme que la gigue temporelle est réduite lorsque la modulation synchrone est utilisée.

Néanmoins, l'étude expérimentale a également montré que la régénération 2R à base de l'effet non-linéaire dans la fibre n'est pas une solution idéale puisqu'elle crée de la gigue Gordon-Haus qui limite les performances de ce régénérateur comme nous l'avons montré dans l'étude numérique.

## Chapitre 6

# Étude d'un dispositif de traitement tout-optique pour un signal dont l'information est codée sur la phase

### 6.1 Introduction

Les techniques de modulation de la phase (PSK) présentent aujourd'hui un fort potentiel pour les systèmes de transmission optique longue distance et haut débit. En l'absence d'une phase absolue de référence dans les systèmes de détection directe, la phase du bit précédent peut être utilisée comme la phase de référence pour la détection. Le format de modulation DPSK (pour *Differential Phase-Shift Keying*) porte les informations sur le changement de phase entre deux bits adjacents. En utilisant une détection balancée, le format de modulation DPSK requiert 3 dB de moins sur l'OSNR par rapport aux formats de modulations d'amplitude pour le même taux d'erreur binaire (TEB). Cet avantage peut théoriquement se convertir en une augmentation de la distance de transmission d'un facteur 2. De plus, le format de modulation de phase a montré une meilleure tolérance aux effets de transmission (effets non-linéaires, dispersion chromatique) que les formats de modulation d'amplitude (ASK). Par conséquent, les derniers records de transmission sont réalisés via les systèmes à base du format de DPSK [10, 9].

Les techniques de régénération tout-optique permettant d'augmenter la qualité du signal pourraient être attractives pour améliorer les performances des systèmes DPSK. Malheureusement, la plupart des techniques de traitement tout-optique du signal étudiées jusqu'à présent ne s'appliquent qu'au cas de l'ASK et présente des fonctions de transmission qui sont sensibles uniquement aux variations d'intensité. La phase en sortie de ce type de régénérateur peut même ne pas être conservée. Ce type de régénérateur n'est donc pas compatible avec des formats DPSK. Par conséquent, l'étude de nouvelles fonctions tout-optiques pour le traitement de signaux de type DPSK reste un domaine de recherche très actif.

Dans la littérature, certains travaux récents se sont concentrés sur la réduction du bruit

de phase par des techniques interférométriques sensibles à la phase. Une régénération simultanée de la phase et de l'amplitude a été démontrée expérimentalement utilisant l'effet de mélange à quatre ondes (FWM) dans un interféromètre de Sagnac [108]. Néanmoins, cette technique est plutôt complexe à mettre en œuvre. Une autre solution intéressante pour la régénération de phase utilisant un SOA et un interféromètre de Sagnac a été récemment proposée [109].

Une autre alternative est de traiter l'intensité du signal tout en préservant la phase. Ce type de régénérateur présente un intérêt uniquement dans le cas particulier des transmissions non-linéaires. Le régénérateur permet ainsi de réduire les fluctuations d'intensités et de se prévenir ainsi contre l'accumulation de bruit de phase non-linéaire lié à la conversion des fluctuations d'intensité en fluctuation de phase (automodulation de phase) durant la propagation non-linéaire. Pour ce faire, les régénérateurs d'intensité ne doivent pas modifier la phase du signal. Les techniques utilisant le FWM dans la fibre [110] et un miroir à boucle non-linéaire (NOLM) modifié en ajoutant un atténuateur directionnel [111] ont été expérimentalement démontré. La théorie d'un régénérateur d'intensité conservant la phase utilisant le NOLM avec de l'amplification Raman a également été étudié [112].

Pendant ces travaux de thèse, nous avons étudié une nouvelle génération d'AS qui permet la stabilisation des fluctuations d'intensité (chapitre 4). Cette nouvelle structure (AS.1) associée à l'AS classique, qui quant à lui améliore le taux d'extinction du signal, a montré ses capacités pour la régénération tout-optique des signaux ASK. Dans le contexte du traitement tout-optique des signaux RZ DPSK, l'AS.1 pourrait être une solution compacte et compatible avec des signaux WDM pour supprimer les fluctuations d'intensité, et ainsi se prémunir contre l'accumulation du bruit de phase non-linéaire dans le cas particulier d'une transmission non-linéaire.

Ce chapitre est donc consacré à l'utilisation d'un AS.1 pour régénérer l'intensité d'un signal RZ DPSK tout en conservant sa phase. Dans un premier temps, nous rappelons les caractéristiques de l'AS.1 et nous montrons ses avantages pour la régénération d'un signal dont l'information est portée par la phase. Ensuite, grâce à une étude numérique, nous considérons l'application de ce composant pour augmenter les performances d'un système DPSK. Dans l'étude expérimentale, nous allons tout d'abord mettre en évidence la régénération d'intensité en préservant la phase de l'AS.1 dans une ligne de transmission déployée. L'augmentation de la tolérance aux effets non-linéaires d'un signal RZ DPSK grâce au régénérateur est démontrée via les mesures de taux d'erreur binaire et de facteur de qualité. Le régénérateur est ensuite cascadié dans une boucle à recirculation. L'efficacité du régénérateur pour augmenter la distance de transmission est expérimentalement démontrée à 42,7 Gbit/s.

## 6.2 Principe de régénération d'un signal DPSK en utilisant l'AS.1

Dans une ligne de transmission utilisant des signaux DPSK, la distance de transmission est principalement limitée par l'accumulation des bruits de phase sur le signal. Ces bruits peuvent être répertoriés suivant deux catégories : un bruit de phase linéaire dû à l'accumulation de l'ESA des amplificateurs et un bruit de phase non-linéaire dû à la transformation du bruit d'intensité (lié à l'accumulation d'ESA) en bruit de phase par des effets non-linéaires dans la fibre optique, notamment le SPM [113]. En augmentant la puissance en ligne, l'impact du bruit de phase linéaire introduit par l'accumulation d'ESA pourrait être réduit (amélioration du rapport signal sur bruit), mais le bruit de phase non-linéaire devient alors un facteur dominant.

En régénérant l'intensité du signal avant la transmission, nous pouvons alors nous prémunir contre la transformation des fluctuations d'intensité en bruit de phase liée aux effets non-linéaires dans la fibre de transmission. Comme nous l'avons présenté dans l'introduction, les techniques de régénération d'intensité conservant la phase utilisant un NOLM ou du FWM dans la fibre optique ont été démontrées. Néanmoins, ces techniques sont complexes à mettre en œuvre, et ont une faible capacité d'intégration.

La régénération d'un signal ASK utilisant des AS a été étudiée dans les chapitres précédents. Ces composants sont complètement passifs, compacts, de faibles coûts et compatibles avec des signaux WDM. Dans le cas d'un signal RZ DPSK qui possède une intensité constante, seule la régénération par la fonction de limiteur de puissance de l'AS.1 est nécessaire (Figure 6.1). L'utilisation d'un AS.0 permettrait de maintenir la forme des impulsions RZ au cours de la transmission. Dans le cas particulier où le nombre de régénérateurs cascades est faible, l'AS.0 n'est pas nécessaire.

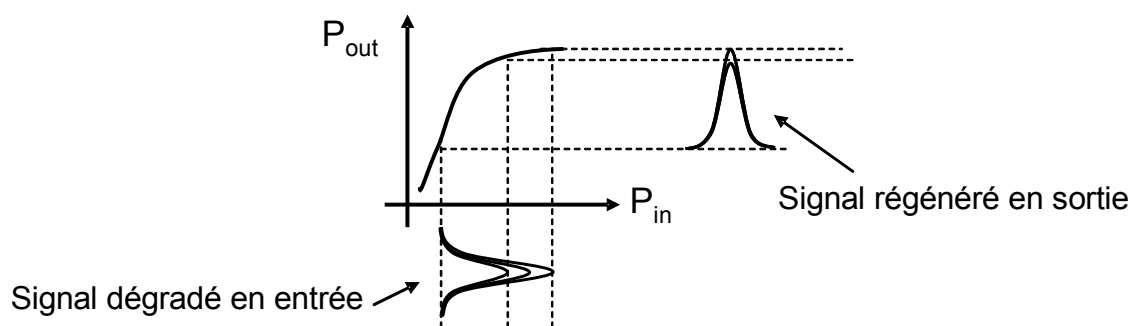


FIGURE 6.1 – Principe de la régénération d'intensité à base d'AS.1.

Sur la Figure 6.2, nous rappelons la fonction de transmission de l'AS.1 étudiée. Le signal en entrée du composant est un signal ASK à 42,7 Gbit/s avec le format de RZ 33%. La longueur d'onde est à 1550 nm. Grâce à la faible épaisseur de l'AS.1 (1905 nm pour le composant étudié dans le chapitre 4), le couplage phase-amplitude lié à la relation de



Kramer-Krönig est faible. Par conséquent, le chirp induit par le composant sera négligeable et la phase du signal réfléchi est inchangée. L'AS.1 se présente alors comme une solution prometteuse pour la régénération d'un signal RZ DPSK.

Cependant, comme nous pouvons le constater sur la Figure 6.2, le composant présente une perte importante. La réflectivité à faible signal est à -23 dB (0,005 en linéaire), pour une puissance du signal en entrée de l'AS.1 de 7 mW, la réflectivité vaut alors -26 dB. Ces pertes importantes vont par la suite jouer un rôle important sur les performances du composant.

Dans la section suivante, nous allons présenter une étude numérique pour déterminer le potentiel de l'AS.1 pour la régénération d'un signal RZ DPSK.

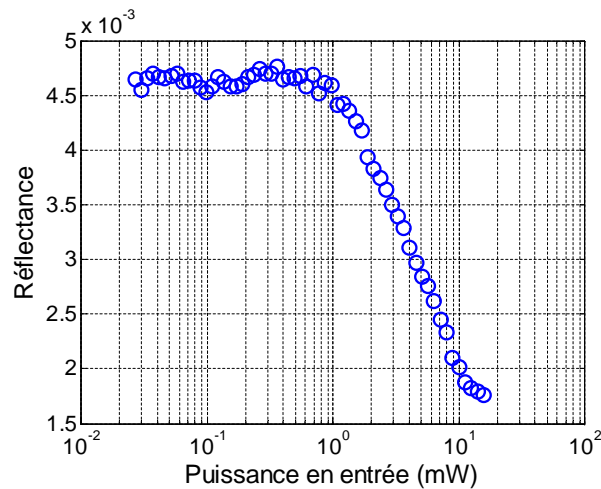


FIGURE 6.2 – Fonction de transmission du composant AS.1 étudié.

## 6.3 Études numériques

Cette étude numérique va nous permettre d'approfondir les performances de l'AS.1 dans un système de transmission utilisant un format de modulation de type RZ DPSK.

### 6.3.1 Système DPSK

Dans cette étude, nous utilisons le modèle numérique décrit dans le chapitre 2. Dans cette section, nous allons uniquement nous intéresser au format de modulation de type DPSK. L'information binaire est portée par la phase du signal qui peut prendre la valeur 0 ou  $\pi$ . Par exemple, un changement d'état de phase entre deux bits adjacents correspond à l'état binaire « 0 », et pas de changement d'état de phase pour l'état binaire « 1 ». Ce format de modulation possède une enveloppe constante, c'est à dire que l'intensité est constante on parle alors de format NRZ DPSK. Dans le cas où l'évolution de l'intensité est de type impulsionnelle on parle alors de RZ DPSK. Dans cette thèse nous nous sommes concentrés sur un signal de type RZ DPSK pour bénéficier d'une puissance crête supérieure au format

NRZ DPSK et avoir ainsi une puissance moyenne incidente sur l'AS.1 plus faible et éviter ainsi les effets thermiques dans l'AS.1.

Nous allons dans la suite d'écrire les différentes briques numériques qui permettront ensuite d'étudier les performances de l'AS.1 inséré dans une ligne de transmission RZ DPSK.

### 6.3.1.1 Émission

Le schéma d'un émetteur RZ DPSK est présenté dans la Figure 6.3. La modulation de phase du signal peut être réalisée par un modulateur de phase à base LiNbO<sub>3</sub> ou un modulateur Mach-Zehnder (MZM). Dans notre système expérimental, le codage DPSK est réalisé avec MZM coupe-Z dans une configuration dite « push-pull ». La Figure 6.4 représente la fonction de transmission d'un MZM ainsi que la tension de commande pour obtenir la modulation de phase du signal optique en sortie. Le modèle du modulateur est décrit dans le chapitre 2 et les paramètres de simulation sont résumés dans le Tableau 6.1. La tension de commande portant de l'information binaire est ajustée en amplitude pour obtenir une modulation entre deux maxima d'intensité de la fonction de transmission du modulateur ( $V_{pp} = 2.V_\pi$ ). Le signal est ensuite modulé par un deuxième MZM pour obtenir des impulsions RZ 33%.

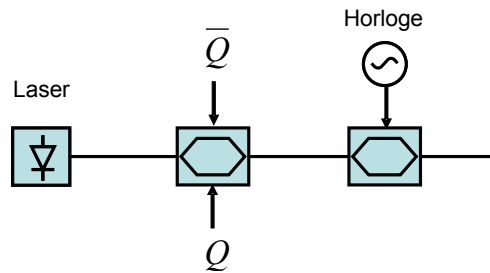


FIGURE 6.3 – Schéma d'un émetteur RZ DPSK.

TABLE 6.1 – Paramètre de simulation pour la description du principe de la modulation de phase par MZM.

Echantillons par bit	256
Nombre de bits	8
Taux d'extinction du modulateur	16 dB
Limite bande passante électrique	50 GHz

Le signal en sortie du deuxième MZM peut être représenté par l'équation analytique suivante :

$$E_n(\tau) = A_0 U(\tau) \exp(i\Phi_n^{DPSK}) \quad (6-1)$$

où :  $A_0$  l'amplitude crête, le temps  $\tau = t - nT$  ( $T$  le temps bit),  $U(\tau)$  la forme d'impulsion dont l'amplitude est normalisée,  $\Phi_n^{DPSK} = 0, \pi$  la phase portant l'information.

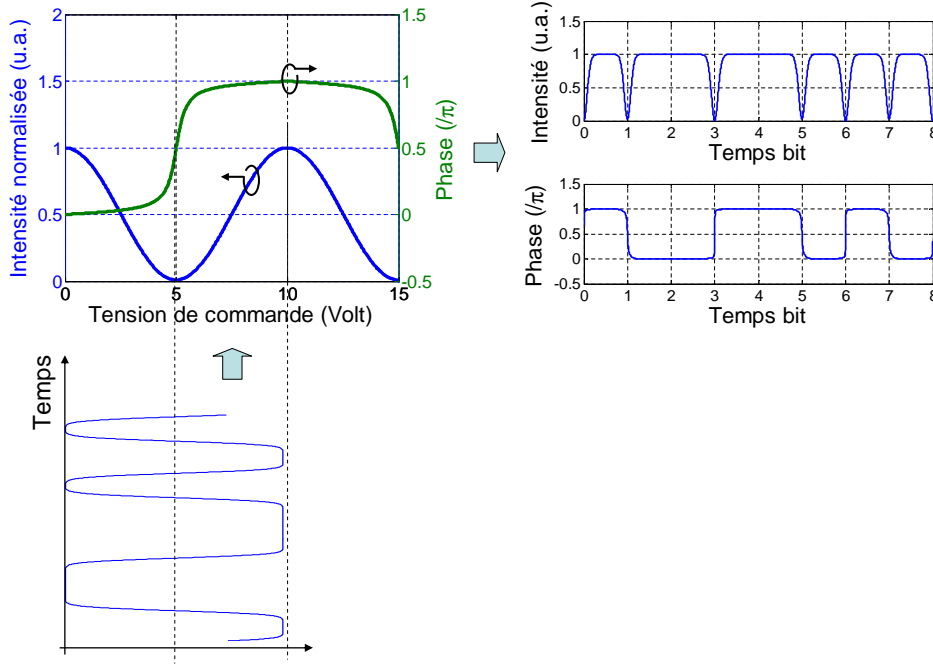


FIGURE 6.4 – Principe de la modulation de phase utilisant un modulateur Mach-Zehnder.

### 6.3.1.2 Réception

La méthode de détection d'un signal DPSK est représentée sur la Figure 6.5.

Pour convertir la modulation de phase en modulation d'intensité, nous utilisons un interféromètre MZ dont le retard entre deux bras correspond exactement à un temps bit. Cette interférence entre deux bits adjacents permet donc la démodulation en intensité du signal modulé en phase pour la détection directe. En sortie de l'interféromètre, la présence (ou absence) de lumière est obtenue si l'interférence est constructive (ou destructive). L'interférence entre deux bits adjacents s'écrit :

$$\begin{aligned}
 E_n(\tau) + E_{n-1}(\tau) &= A_0 U(\tau) \left[ \exp(i\Phi_n^{DPSK}) + \exp(i\Phi_{n-1}^{DPSK}) \right] \\
 &= A_0 U(\tau) \exp(i\Phi_n^{DPSK}) \left[ 1 + \exp(i\Phi_{n-1}^{DPSK} - i\Phi_n^{DPSK}) \right] \quad (6-2)
 \end{aligned}$$

Soit :

$$E_n(\tau) + E_{n-1}(\tau) = A_0 U(\tau) \exp(i\Phi_n^{DPSK}) (1 + s_n) \quad (6-3)$$

Avec :

$$s_n = \exp \left[ i \left( \Phi_n^{DPSK} - \Phi_{n-1}^{DPSK} \right) \right]$$

Dans le cas sans changement de phase entre deux bits, l'interférence est constructive :

$$\begin{aligned}
 (\Phi_n^{DPSK} - \Phi_{n-1}^{DPSK}) &= 0 \\
 s_n &= \exp \left[ i \left( \Phi_n^{DPSK} - \Phi_{n-1}^{DPSK} \right) \right] = +1
 \end{aligned}$$

Ce qui donne :

$$E_n(\tau) + E_{n-1}(\tau) = 2A_0U(\tau)\exp\left(i\Phi_n^{DPSK}\right) \quad (6-4)$$

Et dans le cas d'une interférence destructive :

$$\begin{aligned} \left(\Phi_n^{DPSK} - \Phi_n^{DPSK}\right) &= \pi \\ s_n &= \exp\left[i\left(\Phi_n^{DPSK} - \Phi_n^{DPSK}\right)\right] = -1 \\ E_n(\tau) + E_{n-1}(\tau) &= 0 \end{aligned} \quad (6-5)$$

Idéalement, l'une des deux sorties de l'interféromètre donne des interférences constructives lorsque deux bits sont en phase (comme décrit l'équation 6-4), et l'autre sortie présente des interférences destructives. Par conséquent, nous obtenons, sur ces deux sorties, des signaux identiques mais avec des données binaires inversées. L'un des signaux démodulés peut être détecté seul ou les deux signaux constructif et destructif sont détectés par deux photodiodes et sommés pour obtenir une détection balancée. La Figure 6.5 représente les spectres ainsi que les diagrammes de l'œil d'un signal RZ33% DPSK à 40 Gbits/s à chaque étape de détection. Les courbes sont obtenues avec le modèle de simulation sous MATLAB dont les paramètres sont récapitulés dans le Tableau 6.2 .

TABLE 6.2 – Paramètres de simulation utilisés pour la description du principe d'une détection balancée.

Débit du signal	40 Gbit/s
Longueur d'onde centrale	1550 nm
Echantillons par bit	256
Nombre de bits	1 024
Équilibration des coupleurs	parfaite
Bande passante photodiode	50 GHz

### 6.3.2 Étude des performances d'un régénérateur d'intensité préservant la phase dans un système DPSK

Nous allons considérer dans un premier temps l'impact d'un régénérateur d'intensité composé de l'AS.1 sur un signal RZ DPSK présentant un bruit de phase linéaire et non-linéaire dans un système de transmission RZ DPSK.

#### 6.3.2.1 Bruit d'émission spontanée amplifiée et bruit de phase non-linéaire

Lorsque le signal se propage dans une ligne de transmission, la phase et l'intensité du signal sont dégradées. Les deux principales dégradations limitant les performances d'un système DPSK sont le bruit d'ESA lié à l'amplification et le bruit de phase non-linéaire lié à la propagation. Dans la suite nous ne considérons pas les problèmes liés à la PMD.

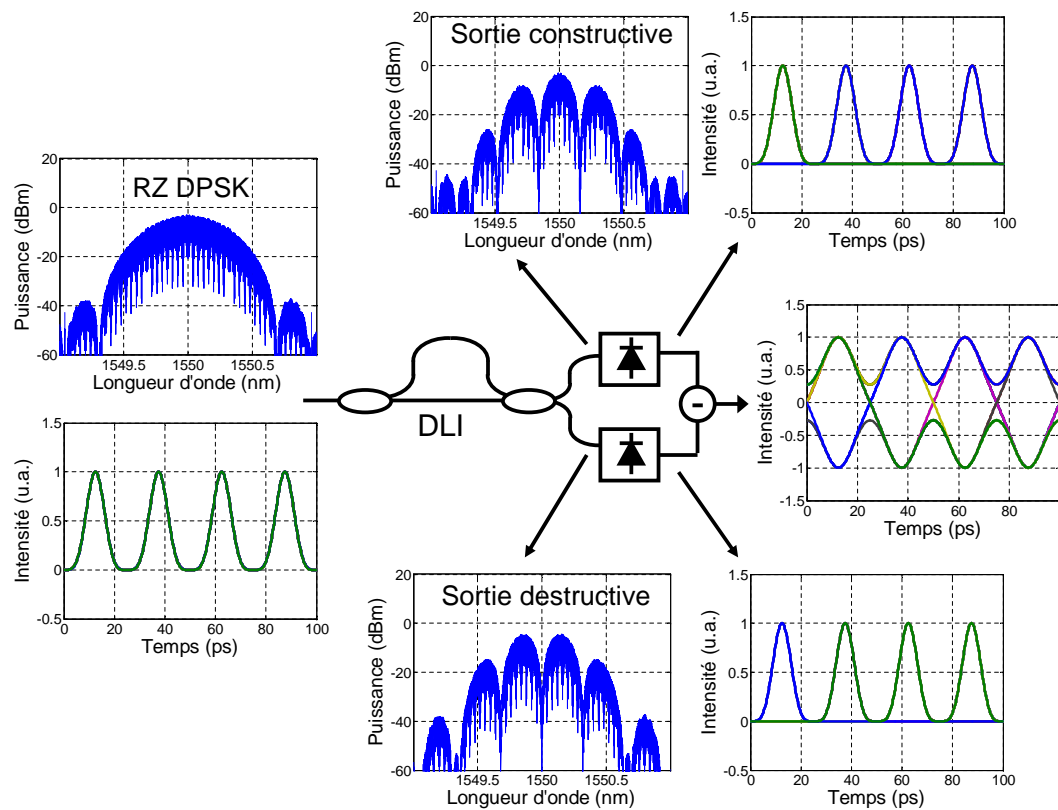


FIGURE 6.5 – Principe de la détection d'un signal DPSK.

Le signal dégradé par le bruit d'ESA et le bruit de phase non-linéaire lié à la propagation peut s'écrire sous la forme :

$$E_n(\tau) = (A_0 + \Delta A_n) U(\tau) \exp \left( i\Phi_n^{DPSK} + i\Phi_n^{ESA} + i\Phi_n^{NL} \right) \quad (6-6)$$

où  $\Delta A_n$  sont les fluctuations d'intensité,  $\Phi_n^{ESA}$  le bruit de phase linéaire due à l'accumulation de bruit d'ESA dans les amplificateurs optiques, et  $\Phi_n^{NL}$  le bruit de phase non-linéaire. Ces fluctuations contribuent à la dégradation du signal à la démodulation.

Parmi les effets non-linéaires, dans une ligne de transmission, l'effet de SPM est le plus pénalisant pour un système DPSK. Le déphasage non-linéaire induit par le SPM peut s'écrire [75] :

$$\Phi_n^{NL} = \gamma \cdot L_{eff} \cdot (A_0 + \Delta A_n)^2 \cdot |U(\tau)|^2 \quad (6-7)$$

où  $L_{eff}$  la longueur effective définie par  $L_{eff} = [1 - \exp(-\alpha L)] / \alpha$ ,  $L$  la longueur de la fibre,  $\alpha$  le coefficient d'atténuation, et  $\gamma$  le coefficient non-linéaire.

Nous posons :

$$k(\tau) = \gamma \cdot L_{eff} \cdot |U(\tau)|^2 \quad (6-8)$$

Ce déphase non-linéaire peut être décomposé en :

$$\Phi_n^{NL} = \Phi_0(\tau) + \Delta \Phi_n^{NL}(\tau) \quad (6-9)$$

avec  $\Phi_0(\tau) = A_0^2 \cdot k(\tau)$  le déphasage constant, et  $\Delta \Phi_n^{NL}(\tau) = (2 \cdot A_0 \cdot \Delta A_n + \Delta A_n^2) \cdot k(\tau)$  les fluctuations de phase qui sont liées aux fluctuations d'intensité.

Dans la section suivante, nous allons présenter comment un régénérateur d'intensité préservant la phase peut être utile dans un système de transmission DPSK.

### 6.3.2.2 Utilisation des régénérateurs d'intensité dans un système DPSK

Cette section est consacrée à l'étude d'un régénérateur d'intensité de type limiteur de puissance constituant d'un AS.1. Nous considérons une ligne de transmission avec des pas d'amplification de 100 km NZ DSF suivi par une fibre compensatrice de dispersion (DCF). La NZ DSF a une dispersion chromatique de 4,5 ps/nm/km, un coefficient non-linéaire de 2 rad/W/km, et une atténuation de 0,23 dB/km. Les pertes totales d'un pas d'amplification est de 26 dB (fibre de transmission et DCF), qui sont compensées par des amplificateurs optiques à fibre dopée erbium (EDFA) avec un facteur de bruit de 4,5 dB. La dispersion chromatique est parfaitement compensée. Un régénérateur d'intensité préservant la phase à base d'AS.1 est inséré tous les  $M$  pas d'amplification. Le schéma de cette étude numérique est illustré dans la Figure 6.6, et les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau 6.3.

Le modèle numérique de l'AS.1 est présenté dans le chapitre 4. Nous rappelons ici la relation entre le coefficient d'absorption du composant et la puissance incidente :

$$\frac{d\alpha(t, P)}{dt} = \frac{\alpha_0 - \alpha(t, P)}{\tau} + \frac{\alpha P}{\tau P_{sat}} \quad (6-10)$$

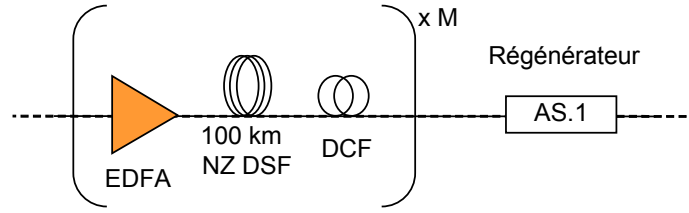


FIGURE 6.6 – Schéma d'une ligne de transmission DPSK régénérée.

TABLE 6.3 – Paramètres pour la simulation d'une ligne de transmission DPSK régénérée.

Débit du signal	42,7 Gbit/s
Échantillons par bit	32
Nombre de bits	4 096
Pertes totales de la ligne	26 dB
Facteur de bruit des EDFA	4,5 dB
Dispersion chromatique résiduelle	0 ps/nm/km

où  $P$  la puissance optique en entrée,  $\alpha$  le coefficient d'absorption,  $\alpha_0$  l'absorption à petits signaux,  $P_{sat}$  la puissance de saturation, et  $\tau$  le temps de réponse. Les paramètres utilisés dans cette simulation sont  $P_{sat}=7$  mW,  $\tau=3,5$  ps et l'impact des pertes du composant est pour l'instant négligé. La puissance en ligne est suffisamment importante pour générer des effets non-linéaires dans la fibre de transmission.

La Figure 6.7 représente les variances des fluctuations d'intensité et de phase différentielle (sur les niveaux de 0 et de  $\pi$ ) en fonction de la distance de transmission dans les cas sans et avec régénération. La puissance en ligne est fixée à 4 dBm. Le régénérateur est inséré tous les 200 km. Nous pouvons constater que dans le cas sans régénération, les fluctuations d'intensité et de phase augmentent continuellement, ce qui pourrait devenir critique pour les performances du système. Dans le cas avec régénération, les fluctuations d'intensité sont considérablement réduites à chaque fois que régénérateur est utilisé. Après le premier régénérateur, la pente de l'évolution des fluctuations de phase diminue. À 1 000 km, la variance des fluctuations de phase est réduite de 40% par rapport au cas sans régénération. Ces réductions de fluctuation de phase et d'intensité peuvent être observées sur les constellations après 1 000 km dans les cas sans et avec régénération (Figure 6.8).

Pour une estimation qualitative sur les performances du système, nous utilisons le facteur de qualité de phase différentielle (appelé  $Q_p$ ) qui est défini par le rapport entre  $\pi$  et la somme des variances des fluctuations de phase sur les niveaux 0 et  $\pi$  [114]. La Figure 6.9 représente le facteur  $Q_p$  en dB ( $20 \cdot \log_{10}(Q_p)$ ) après 1 000 km de transmission en fonction de la puissance en ligne dans les cas sans et avec régénération. Nous constatons que dans le régime linéaire (puissance en ligne inférieure à 0 dBm), l'amélioration apportée par les régénérateurs est très faible et tend vers zéro lorsque la puissance en ligne diminue puisque le régénérateur préserve la phase du signal. À grande puissance en ligne, les effets non-linéaires deviennent dominants, le facteur  $Q_p$  est amélioré, par conséquent, la tolérance aux

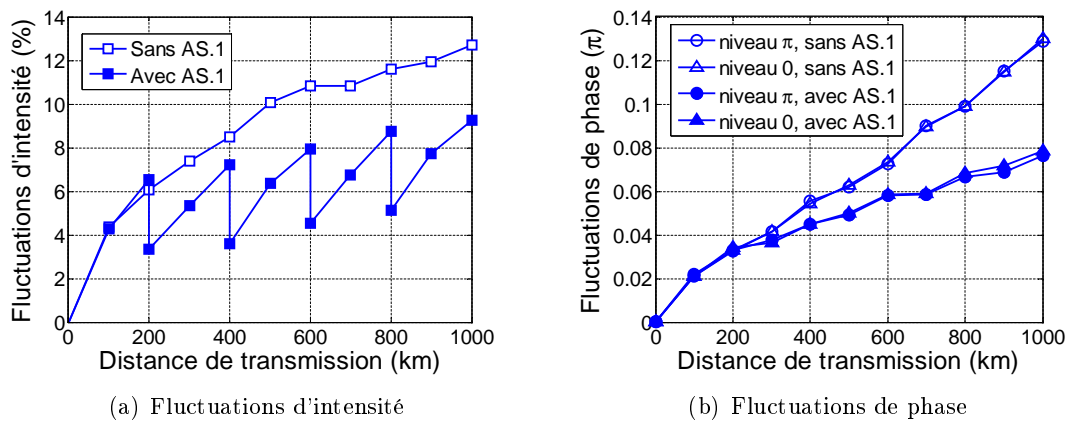


FIGURE 6.7 – Variance des fluctuations d'intensité (a) et de phase (b) en fonction de la distance de transmission dans les cas sans et avec régénération.

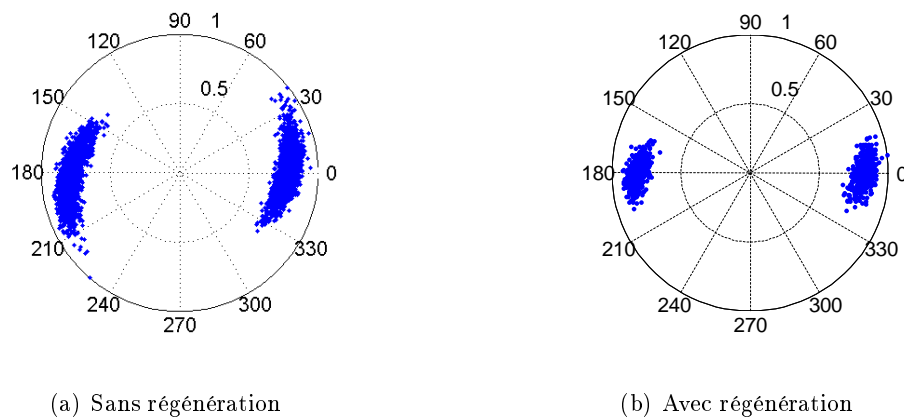


FIGURE 6.8 – Constellation du signal après 1000 km de transmission sans (a) et avec régénération (b)

non-linéarités du système est améliorée grâce aux régénérateurs. À une puissance en ligne de 5 dBm, correspondant à la puissance optimale pour la ligne régénérée, une amélioration de 4,5 dB est obtenue.

Dans la suite, nous étudions l'impact du bruit d'ESA et des pertes du composant sur ses performances de régénération d'un signal DPSK.

### 6.3.2.3 Impact du bruit d'émission spontanée amplifiée sur les performances du régénérateur

Pour étudier l'impact du bruit d'ESA sur les performances du régénérateur, nous utilisons une ligne de transmission déployée. Le régénérateur est placé à l'endroit où le signal est déjà dégradé par le bruit d'ESA mais le bruit de phase non-linéaire ne pénalise pas encore les performances du système. La dégradation d'OSNR est réalisée par un ajout de



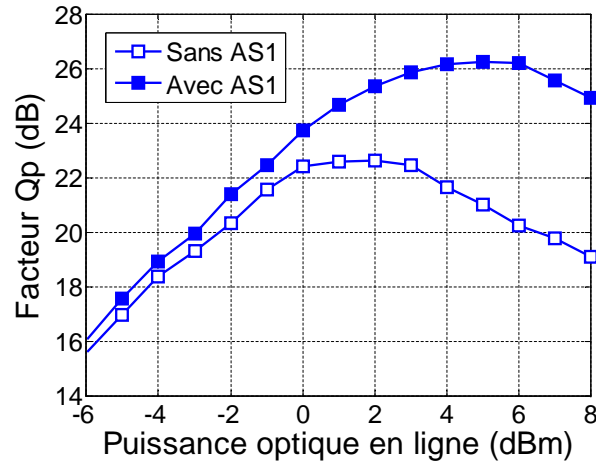


FIGURE 6.9 – Facteur  $Q_p$  après 1000 km de transmission en fonction de la puissance en ligne.

bruit d'ESA. Le bruit de phase non-linéaire est créé dans 100 km de fibres en injectant une puissance optique suffisante (Figure 6.10). Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau 6.4, les paramètres de la fibre et de l'AS.1 sont identiques à ceux présentés dans la section précédente.

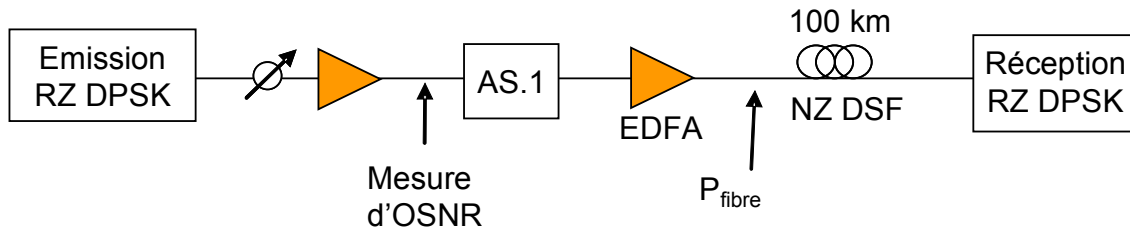


FIGURE 6.10 – Schéma d'étude numérique sur l'impact du bruit d'émission spontanée amplifiée.

TABLE 6.4 – Paramètres de la simulation.

Débit du signal	42,7 Gbit/s
Échantillons par bit	64
Nombre de bits	1024
Facteur de bruit des EDFA	4,5 dB

Nous allons considérer maintenant l'amélioration du facteur de qualité du signal apportée par le régénérateur lorsqu'il est inséré avant la transmission. Les pertes de l'AS.1 sont négligées. La Figure 6.11 représente l'évolution du facteur de qualité du signal en fonction de puissance en entrée de la fibre sans (référence) et avec régénération (OSNR de 12 dB). Ces facteurs de qualité sont calculés via l'approximation gaussienne des densités de la probabilité de puissance du signal électrique en sortie de la détection balancée ( $Q(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10}(Q)$ ).

Nous remarquons que l'approximation gaussienne n'est pas exacte pour la détection balancée d'un signal DPSK. Cependant, elle permet une estimation qualitative de la qualité du signal. Ce facteur de qualité tient compte alors à la fois des fluctuations de phase ainsi que celles d'intensité du signal optique.

Une amélioration de facteur  $Q$  est obtenue pour toutes les valeurs de puissance optique. Pour des puissances inférieures à 13 dBm, l'impact du bruit de phase non-linéaire sur le facteur  $Q$  reste négligeable. Dans cette zone de fonctionnement où le facteur  $Q$  reste constant en fonction de la puissance en ligne, le régénérateur apporte une amélioration de 4 dB sur le facteur  $Q$ . Ce qui signifie que la qualité du signal après la démodulation peut être améliorée en réduisant simplement les fluctuations d'intensité du signal. Au-delà de 13 dBm, le bruit de phase non-linéaire devient significatif, le facteur  $Q$  se dégrade alors rapidement avec l'augmentation de la puissance en ligne. Lorsque le régénérateur est utilisé, cette dégradation est moins importante. Une amélioration jusqu'à 9 dB est observée pour une puissance en ligne de 18 dBm.

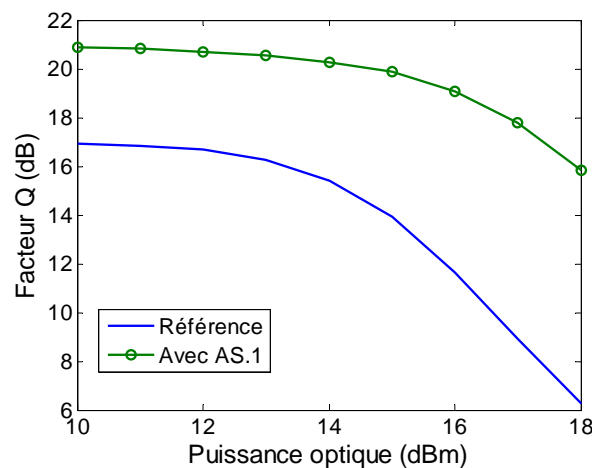


FIGURE 6.11 – Facteur de qualité du signal en fonction de la puissance en ligne sans et avec régénération. L'OSNR est à 12 dB.

À partir de ces mesures, nous déduisons l'augmentation de facteur de qualité du signal apportée par le régénérateur. La Figure 6.12 reporte l'augmentation de facteur  $Q$  en fonction de la puissance en ligne pour différents OSNR. Dans le régime linéaire, l'amélioration de facteur varie de 4 à 4,5 dB. Cette amélioration est d'autant plus importante lorsque la puissance en ligne augmente, et les effets non-linéaires deviennent alors plus importants.

Quand l'OSNR augmente, l'amélioration dans le régime non-linéaire est poussée vers les hautes puissances. Ceci s'explique par le fait que pour un OSNR plus haut, nous avons moins de fluctuations d'intensité ce qui augmente alors le seuil d'apparition du bruit de phase non-linéaire. Par conséquent, l'amélioration apportée par l'AS.1 apparaît à des puissances également plus hautes.

L'impact des pertes du composant AS.1 est ensuite étudié. La Figure 13 représente le

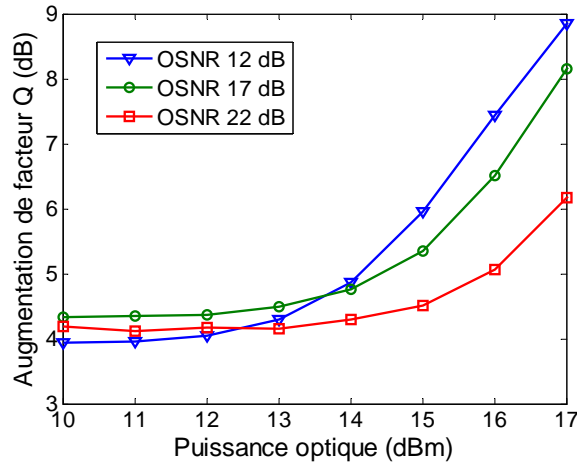


FIGURE 6.12 – Augmentation de facteur de qualité apportée par le régénérateur.

facteur  $Q$  du signal en fonction de la puissance en ligne avec différentes valeurs de pertes de l'AS.1. Nous constatons que lorsque les pertes de l'AS.1 augmentent, l'amélioration apportée sur le facteur  $Q$  diminue due à l'ajout de bruit d'ESA dans l'amplificateur EDFA compensant ces pertes. Avec des pertes de 25 dB, l'amélioration du facteur  $Q$  dans le régime linéaire est complètement neutralisée, une amélioration de 3 dB est encore présente dans le régime non-linéaire. Les pertes importantes de notre composant AS.1 sont par conséquent un facteur limitant ces performances dans un système de transmission DPSK.

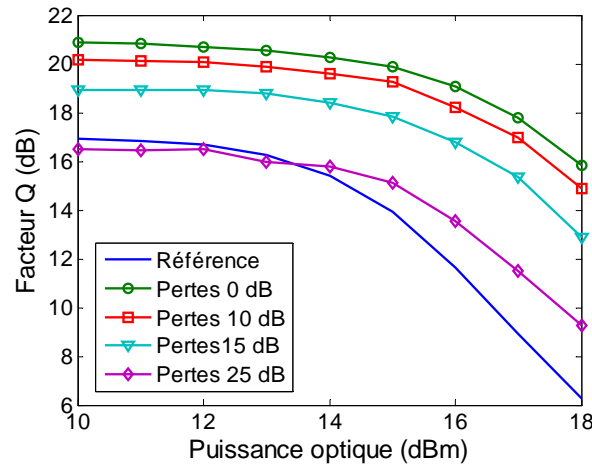


FIGURE 6.13 – Facteur de qualité du signal en fonction de la puissance en ligne avec différentes valeurs de pertes de l'AS.1. L'OSNR est à 12 dB.

#### 6.3.2.4 Conclusion de l'étude numérique

Dans cette étude numérique, nous avons montré l'utilisation d'un régénérateur d'intensité préservant la phase dans un système de transmission utilisant le format de modulation

DPSK. Nous avons démontré que le régénérateur diminue fortement les fluctuations d'intensité du signal, par conséquent, l'accumulation de bruit de phase non-linéaire lié à la conversion des fluctuations d'intensité en phase par effet non-linéaire au cours de la transmission peut être réduite.

Une étude en ligne déployée nous a montré que la qualité du signal peut être améliorée en réduisant simplement les fluctuations d'intensité. Sans tenir compte des pertes du composant, une amélioration de l'ordre de 4 dB est obtenue dans le régime de transmission linéaire. Lorsque la puissance en ligne devient importante, les effets non-linéaires sont prédominants, l'amélioration sur la qualité du signal apportée par le régénérateur est alors plus importante.

Néanmoins, nous avons montré également qu'avec les pertes de l'AS.1, les améliorations apportées sont en partie réduites. En effet, la puissance du signal traversant l'AS.1 est fortement atténuée, il est alors nécessaire de le réamplifier, ce qui conduit à une dégradation de l'OSNR. Avec une perte de 25 dB, l'amélioration du facteur Q dans le régime linéaire est complètement neutralisée, une amélioration de 3 dB est encore présente dans le régime non-linéaire. Dans la suite, nous étudions expérimentalement l'efficacité du régénérateur dans une ligne déployée et dans une boucle à recirculation.

## 6.4 Études expérimentales

Dans cette étude, nous allons dans un premier temps caractériser le potentiel du l'AS.1 pour la régénération d'un signal DPSK dans une ligne déployée. Nous étudierons ensuite la cascabilité de l'AS.1 à l'aide d'une boucle à recirculation.

### 6.4.1 Étude du régénérateur dans une ligne déployée

#### 6.4.1.1 Montage expérimental

Pour démontrer le potentiel de l'AS.1 à réduire les fluctuations d'intensité tout en préservant la phase du signal, nous avons mis en place un banc expérimental permettant de générer suffisamment de bruit de phase non-linéaire. Pour ce faire, l'OSNR est dégradé à l'émission et le signal est ensuite amplifié avant d'être injecté dans la fibre de transmission pour générer suffisamment d'effets non-linéaires induisant ainsi un bruit de phase non-linéaire (Figure 6.14).

L'émetteur (Tx) produit un signal optique de type RZ DPSK modulé à 42,7 Gbit/s à la longueur d'onde de 1550 nm. Pour modifier l'OSNR à l'émission, une source de bruit d'ESA suivie par un filtre optique de 3 nm de bande passante et un atténuateur variable est utilisée. La ligne de transmission est constituée de 100 km de NZ DSF avec une dispersion chromatique de 4,5 ps/nm/km à 1550 nm. La dispersion chromatique est compensée par un module de DCF. Un amplificateur (EDFA1) est utilisé en entrée de la fibre pour avoir suffisamment de puissance optique injectée (jusqu'à 18 dBm) pour générer des effets non-

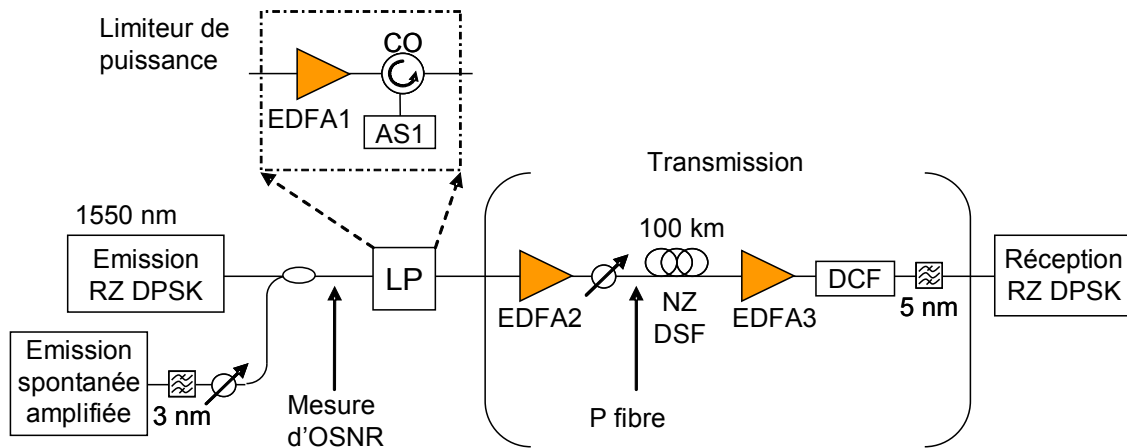


FIGURE 6.14 – Schéma expérimental.

linéaires. Il est important de préciser que les valeurs de puissance optique en ligne utilisées dans cette étude expérimentale sont anormalement élevées pour une ligne de transmission. Ces valeurs sont nécessaires dans notre expérience pour créer suffisamment d'effet non-linéaire dans une courte longueur de fibre (100 km). Pour les systèmes réels, la distance de transmission (ou distance entre régénérateurs en cascade) est bien supérieure à cette longueur de 100 km, par conséquent, pour les mêmes déphasages non-linéaires, la valeur de puissance en ligne diminue vers des valeurs plus réalistes.

Le récepteur (Rx) comprend un interféromètre pour démoduler en intensité le signal DPSK suivi d'une détection équilibrée et d'un récepteur électrique à 42,7 Gbit/s pour la mesure de TEB.

Le régénérateur est constitué de l'AS.1 utilisé en réflexion (miroir non-linéaire). Cette partie nécessite un amplificateur optique (EDFA2) pour avoir une puissance de 10 dBm en entrée du dispositif. Un circulateur optique (CO) sert à injecter et récupérer le signal dans l'AS.1.

#### 6.4.1.2 Mise en évidence de la régénération

Dans un premier temps, nous allons démontrer que l'AS.1 régénère l'intensité et conserve la phase du signal. Pour ce faire, nous comparons le signal en sortie du dispositif avec celui issu directement de l'émetteur. L'OSNR à l'émission est ajusté à 11,8 dB. La Figure 6.15.a représente le signal optique en entrée et en sortie de l'AS.1 observé par un oscilloscope à échantillonnage électrique avec une bande passante de 50 GHz. Ces acquisitions ont été réalisées en conservant la puissance optique sur la photodiode constante. En entrée de l'AS.1, nous remarquons des fluctuations d'intensités sur les impulsions liées au faible OSNR que nous considérons. En sortie de l'AS.1, nous constatons une réduction des fluctuations d'intensité (Figure 6.15.b).

Ces signaux sont ensuite envoyés dans le système de détection. Nous analysons alors la

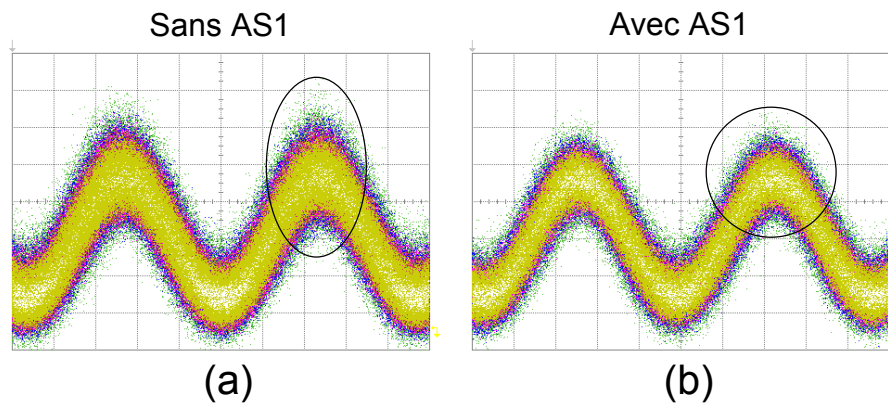


FIGURE 6.15 – Signal optique en entrée (a) et en sortie de l'AS.1 (b).

distribution de l'intensité de ces signaux en mesurant l'évolution du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la tension de seuil de décision (Figure 6.16). La première courbe correspond au signal issu directement de l'émetteur (B2B) avec un OSNR est de 11,8 dB. Et la deuxième correspond au signal après un passage dans l'AS.1. La superposition de ces deux courbes nous montre que l'AS.1 n'introduit pas de dégradation particulière ce qui tend à confirmer que le chirp apporté par l'AS.1 est négligeable. Nous pouvons donc considérer que l'AS.1 permet de limiter les fluctuations d'intensité tout en préservant la phase du signal.

Le facteur de qualité est également calculé à partir de ces courbes en utilisant l'approximation gaussienne. Nous constatons une amélioration de 0,6 dB sur le facteur de qualité du signal grâce à l'AS.1. Comme nous l'avons présenté dans l'étude numérique, avec les pertes importantes de l'AS.1, l'avantage sur le facteur de qualité du signal obtenu avec l'AS.1 est partiellement neutralisé par l'ajout de bruit d'ESA apporté par l'EDFA compensant ces pertes.

Nous allons ensuite étudier l'efficacité du régénérateur à prévenir l'accumulation de bruit de phase non-linéaire. L'OSNR à l'émission est toujours de 11,8 dB. Pour générer suffisamment de bruit de phase non-linéaire la puissance en entrée de la fibre de 100 km est augmentée jusqu'à 17,7 dBm. La Figure 6.17 représente l'évolution de TEB versus le seuil de décision dans le cas sans régénération et sans transmission (B2B), avec transmission et sans régénération (triangles), et avec transmission et régénération (cercles). Dans le cas sans transmission et sans régénération, le signal est seulement limité par le bruit d'ESA. Lorsque la transmission est insérée sans régénération, le signal est sévèrement dégradé à cause des bruits de phase non-linéaire comparé au cas sans transmission, nous obtenons alors un TEB de  $1.10^{-8}$ . Lorsque le régénérateur est utilisé, les fluctuations d'intensité sont réduites et le bruit de phase non-linéaire est partiellement supprimé ce qui conduit à une amélioration du TEB qui passe alors à  $5.10^{-9}$ . Cependant, la dégradation d'OSNR liée aux pertes importantes de l'AS.1 ne permet d'obtenir une amélioration significative du TEB.

Ces premières observations démontrent que l'AS.1 peut réduire les fluctuations d'inten-

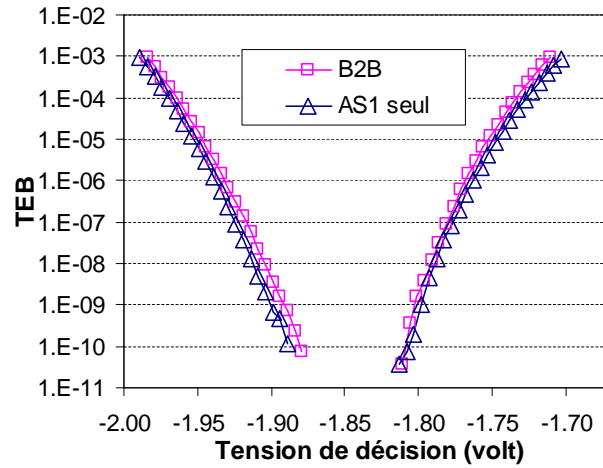


FIGURE 6.16 – Évolution de taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision du signal issu directement de l'émetteur (carrés) et après un passage dans l'AS.1 (losanges). L'OSNR est à 11,8 dB.

sité tout en conservant la phase du signal et permet ainsi de se prévenir contre l'accumulation de bruit de phase non-linéaire. Dans la suite, nous allons étudier plus en détail les améliorations de facteur de qualité du signal en fonction de la puissance en ligne et de l'OSNR.

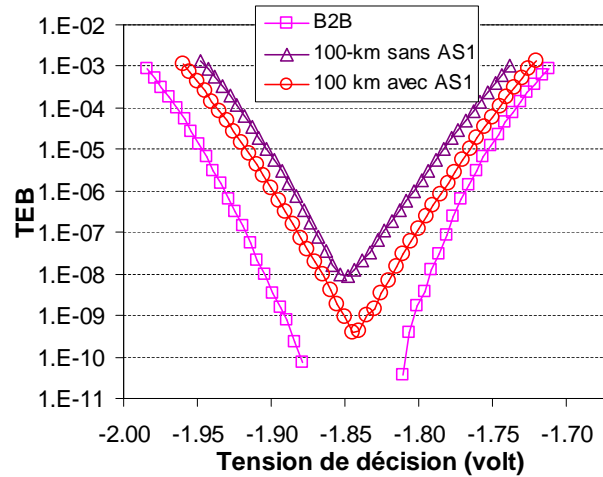


FIGURE 6.17 – Évolution de taux d'erreur binaire versus le seuil de décision du signal issu directement de l'émetteur (B2B), avec transmission sans régénération (triangles), et avec transmission et régénération (cercles).

#### 6.4.1.3 Étude de l'amélioration de la qualité du signal par le régénérateur

L'amélioration de la qualité du signal grâce à l'AS.1 est également étudiée via des mesures de facteur de qualité. Le facteur Q est mesuré par extrapolation des courbes de TEB obtenues

en faisant varier le seuil de décision du récepteur (courbes dans la Figure 6.17). Le facteur  $Q$  est calculé via l'approximation gaussienne des densités de probabilité de la puissance optique. La Figure 6.18 représente le facteur  $Q$  en fonction de la puissance du signal en entrée de la fibre, avec des OSNR à l'émission de 17,4 dB (symboles pleins) et 11,8 dB (symboles vides). Lorsque l'OSNR est égal à 17,4 dB, nous constatons une dégradation du facteur  $Q$  pour des puissances supérieures à 15 dBm. La puissance en ligne devient alors suffisante pour générer des effets non-linéaires induisant un bruit de phase non-linéaire important. Quand l'AS.1 est inséré avant la ligne de transmission, nous mesurons une amélioration du facteur  $Q$ . Pour les puissances inférieures à 15 dBm, le bruit de phase non-linéaire est encore négligeable par rapport au bruit de phase linéaire et l'amélioration apportée par l'AS.1 est donc très faible puisqu'il ne traite pas la phase du signal. Cependant, quand la puissance en ligne augmente, le bruit de phase non-linéaire devient significatif et nous observons une amélioration de facteur  $Q$  apporté par l'AS.1. Une amélioration de 2 dB est observée pour une puissance de 17,7 dBm.

Quand l'OSNR est ajusté à 11,8 dB, l'amélioration du facteur  $Q$  est observée à partir d'une puissance de 13 dBm qui est plus faible que dans le cas précédent. Ceci s'explique par le fait que pour un OSNR plus faible nous avons plus de fluctuations d'intensité ce qui repousse alors le seuil d'apparition du bruit de phase non-linéaire. Par conséquent, l'amélioration apportée par l'AS.1 apparaît à des puissances également plus basses. Une amélioration du facteur  $Q$  de 1 dB à 2 dB est obtenue lorsque la puissance augmente de 14 dBm à 18 dBm.

Ces résultats expérimentaux consistent bien avec les observations dans l'étude numérique.

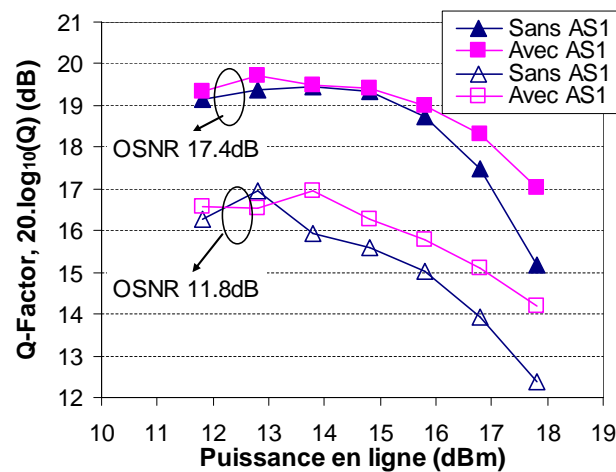


FIGURE 6.18 – Facteur de qualité en fonction de la puissance en entrée de la fibre sans et avec l'absorbant.

Nous avons mesuré le TEB en fonction de la puissance  $P_{rec}$  en entrée du récepteur (Figure 6.19). La courbe représentée par les losanges correspond au cas sans propagation



(B2B) sans bruit ajouté (OSNR de 30 dB mesuré dans 1 nm). Dans ce cas le TEB est limité seulement par le bruit propre du récepteur. Lorsque l'OSNR est dégradé jusqu'à 13,8 dB, une pénalité apparaît (symboles carrés) due au bruit de phase linéaire. Pour le même OSNR de 13,8 dB, lorsque la puissance injectée en entrée de la fibre est de 16 dBm, les pénalités augmentent jusqu'à créer un plancher d'erreur à  $5 \cdot 10^{-10}$  (symboles triangulaires). Ce plancher d'erreur est dû au bruit de phase non-linéaire. Quand le limiteur de puissance (AS.1) est utilisé, une amélioration de TEB est observée pour la même puissance en entrée de la fibre (symboles circulaires) et le plancher d'erreur n'est plus mesurable ( $< 10^{-10}$ ). En effet, la courbe de TEB se rapproche alors de la courbe correspondant au cas sans transmission. Nous démontrons encore une fois la capacité de l'AS.1 à limiter les fluctuations d'intensité pour éviter lors de la propagation non-linéaires des pénalités imputables à ces fluctuations d'intensité.

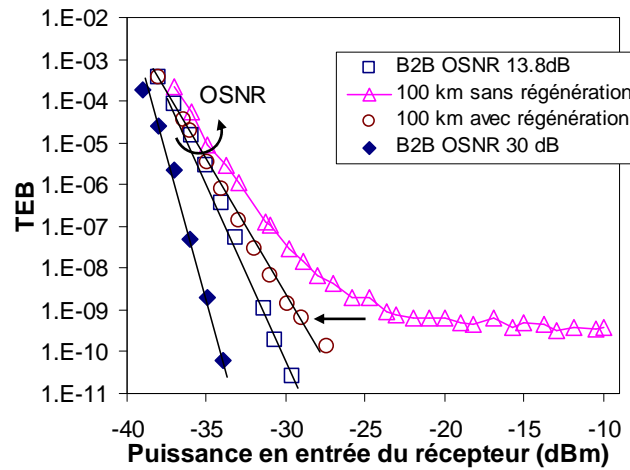


FIGURE 6.19 – Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance en entrée du récepteur.

Nous avons ensuite étudié la capacité du régénérateur à augmenter la sensibilité du récepteur pour un TEB à  $10^{-9}$ . Pour ce faire, la puissance en entrée du récepteur correspondant à un TEB de  $10^{-9}$  est extraite à partir des mesures illustrées dans la Figure 6.19. La Figure 6.20 représente les sensibilités du récepteur par rapport à l'OSNR à l'émission pour les trois cas considérés. La courbe avec les symboles carrés correspond au cas sans transmission. La deuxième (symboles triangulaires) correspond au cas avec 100 km et une puissance en entrée de fibre de 16 dBm et sans régénérateur. La dernière courbe (symboles circulaires) correspond au cas avec régénération suivi des 100 km de transmission.

Pour les cas sans et avec transmission, nous observons une diminution de la sensibilité du récepteur c'est-à-dire une augmentation de la puissance nécessaire sur le récepteur pour obtenir le même TEB lorsque l'OSNR décroît. Dans le cas de la transmission, la sensibilité décroît beaucoup plus rapidement due au bruit de phase non-linéaire qui est beaucoup plus important à faible OSNR. Pour un OSNR de 14 dB, une différence de 7,5 dB entre ces deux cas apparaît.

Quand le régénérateur est utilisé, la pénalité est réduite pour toutes les valeurs d'OSNR. Nous observons également que le régénérateur est plus efficace à faible OSNR. Une réduction de 5,5 dB de la pénalité est obtenue pour un OSNR de 14 dB. Quand l'OSNR est supérieur à 26 dB la sensibilité du récepteur est pratiquement identique au cas sans transmission.

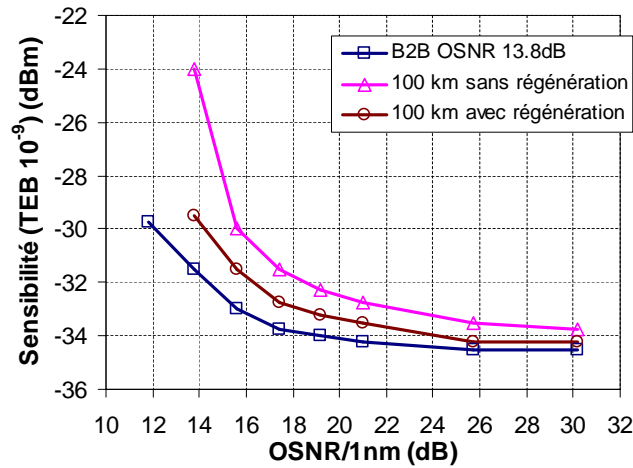


FIGURE 6.20 – Sensibilité du récepteur pour différentes valeurs d'OSNR et pour une puissance en entrée de la fibre de 16 dBm.

Nous avons montré par ces études expérimentales que le régénérateur améliore la qualité du signal dans une ligne de transmission en régime de propagation non-linéaire. Dans la suite, nous allons étudier l'augmentation de la tolérance aux effets non-linéaires du système apportée par le régénérateur.

#### 6.4.1.4 Augmentation de la tolérance aux effets non-linéaires apportée par le régénérateur

Nous avons ensuite étudié dans cette section l'augmentation de la tolérance aux effets non-linéaires apportée par le régénérateur. En effet, si le régénérateur est capable pour un OSNR donné de se prévenir contre l'accumulation de phase non-linéaire liée à des effets non-linéaires dans la fibre cela signifie que nous pourrions travailler avec des puissances en ligne plus importantes pour gagner en OSNR et ainsi augmenter la portée d'une liaison.

La Figure 6.21 montre la dépendance du TEB par rapport à la puissance moyenne injectée dans la fibre de transmission avec et sans régénération. L'OSNR en entrée de la fibre de transmission est fixé à 11,8 dB. Sans régénération, le TEB croît rapidement avec l'augmentation de la puissance en ligne due à l'accumulation du bruit de phase non-linéaire. Lorsque l'AS.1 est utilisée avant la transmission, la courbe de TEB est décalée vers les plus grandes puissances dues notamment à la réduction des fluctuations d'intensité ce qui évite d'accumuler du bruit de phase non linéaire. Pour un TEB de  $10^{-10}$ , la puissance en entrée de la fibre dans le cas sans régénération est de 13 dBm. Lorsque le régénérateur est utilisé, cette puissance peut être augmentée jusqu'à 15 dBm pour atteindre le même TEB, ce qui

implique une marge de 2 dB en termes de puissance obtenue.

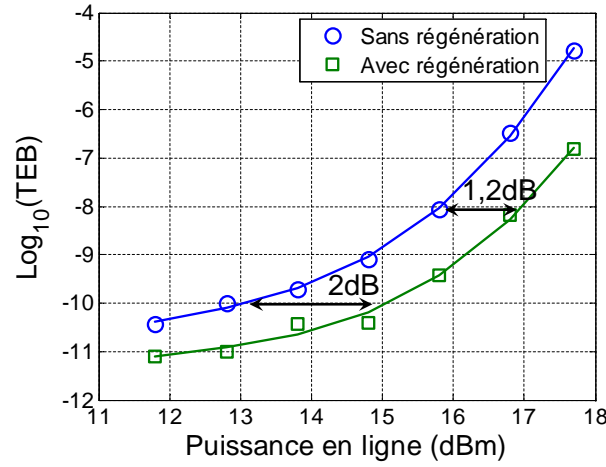


FIGURE 6.21 – Taux d'erreur binaire versus la puissance en entrée de la fibre (OSNR de 11,8 dB).

Dans la section suivante, nous allons caractériser les performances du dispositif dans une boucle à recirculation.

## 6.4.2 Caractérisation en boucle à recirculation

### 6.4.2.1 Schéma expérimental

Le schéma expérimental de la boucle à recirculation est représenté dans la Figure 6.22. L'émetteur et le récepteur sont identiques à ceux utilisés dans la section précédente. La longueur d'onde du signal est fixée à 1 550 nm, et la longueur de la séquence pseudo-aléatoire est de  $2^{15}-1$ . La ligne de transmission reste également inchangée. Néanmoins, nous ajoutons dans la boucle un égaliseur de gain (EG) qui sert à compenser le spectre de résonance de l'AS.1 et réduire la déformation spectrale.

### 6.4.2.2 Égaliseur de gain

Nous allons dans un premier temps étudier l'efficacité de l'égaliseur de gain. La Figure 6.23 représente le spectre de résonance de l'AS.1 ainsi qu'un zoom sur l'intervalle spectral du signal étudié. Le spectre de résonance de l'AS.1 est obtenu en injectant sur l'absorbant une source blanche à faible puissance et en faisant le rapport du spectre de sortie sur celui de l'entrée. Comme nous l'avons présenté dans le chapitre 4, la déformation spectrale due à la résonance d'un AS.1 est plus critique puisqu'elle devient plus profonde à forte intensité. Pour un signal optique centré à la longueur d'onde de 1550 nm, cette résonance génère une pente de 1,4 dB/nm sur le spectre. Cette pente devient de plus en plus pénalisante lorsque le signal passe plusieurs fois dans le composant. La Figure 6.24 représente le

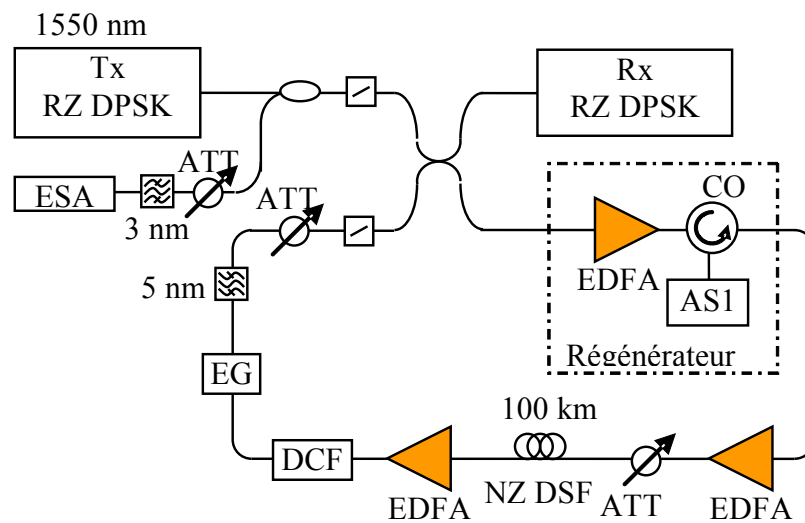


FIGURE 6.22 – Schéma expérimental de la boucle à recirculation.

spectre du signal RZ DPSK étudié après 4 passages dans la boucle à recirculation sans (référence) et avec l'AS.1. Sans AS.1, nous observons un spectre du signal RZ DPSK symétrique autour de 1550 nm. Quand l'AS.1 est inséré dans la boucle, nous observons clairement que la résonance de l'AS.1 déforme sévèrement le spectre du signal. La partie droite du signal est fortement atténuée.

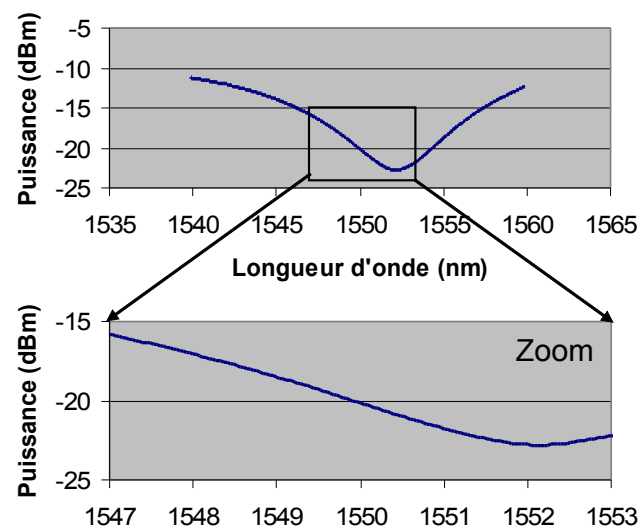


FIGURE 6.23 – Spectre de résonance de l'AS.1.

Pour compenser cette pente, nous utilisons un égaliseur de gain constitué d'un interféromètre de Mach-Zehnder dont la fonction de transfert spectral est de forme cosinus avec une période de l'ordre de 10 nm et un taux d'extinction ajustable. L'amplitude de ce cosinus est réglée pour avoir une pente complémentaire à celle de l'AS.1. La Figure 6.25 représente le

spectre du signal après 4 passages dans l'AS.1 et l'égaliseur de gain comparé au spectre de référence.

À l'aide de l'égaliseur de gain, le spectre du signal conserve un spectre constant après plusieurs passages dans le régénérateur. En termes de taux d'erreur binaire, l'égaliseur de gain permet d'améliorer les performances de l'AS.1. Nous avons mesuré pour un OSNR de 19,4 dB, et une puissance en ligne de 10 dBm, le TEB de référence à 900 km est de  $3.10^{-4}$ . Lorsque l'AS.1 est appliqué seul, le TEB est réduit à  $5.10^{-5}$  et lorsque l'égaliseur de gain est utilisé, le TEB diminue jusqu'à  $6.10^{-6}$ .

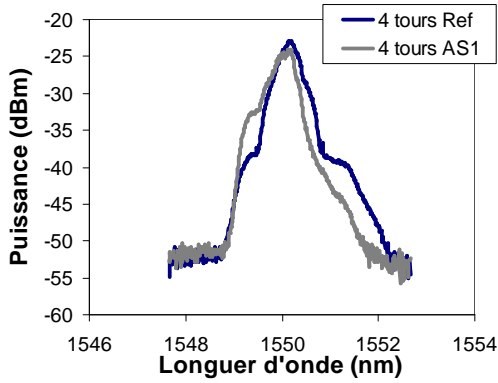


FIGURE 6.24 – Spectre du signal après 4 tours dans la boucle à recirculation sans et avec AS.1.

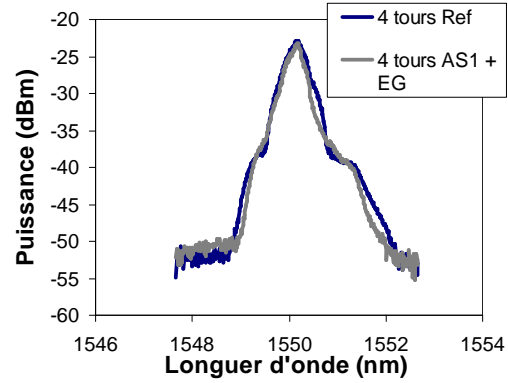


FIGURE 6.25 – Spectre du signal après 4 tours dans la boucle à recirculation sans et avec AS.1 et égaliseur de gain.

Notons que la résonance représentée dans la Figure 6.23 est la résonance statique obtenue avec une source blanche. Cette résonance statique ne représente pas exactement la réponse spectrale vue par le signal dans un régime dynamique. Par conséquent, il est très difficile de déterminer et compenser totalement la résonance de l'AS.1 dans la boucle à recirculation. Cependant, avec les résultats obtenus à l'aide de l'égaliseur de gain, la déformation spectrale est minimisée. L'efficacité de l'AS.1 assisté par un égaliseur de gain est reportée dans la section suivante.

### 6.4.2.3 Amélioration de distance de transmission

La Figure 6.26 représente le taux d'erreur binaire en fonction de la distance de transmission dans les cas sans et avec régénération. L'OSNR à l'émission est de 22,7 dB, et la puissance en entrée de la fibre est de 13 dBm. Dans le cas sans régénération le taux d'erreur binaire se dégrade rapidement à cause des bruits de phase linéaire et non-linéaire. Lorsque le régénérateur est utilisé, la qualité de transmission est améliorée. Pour la même distance de transmission, à 500 km par exemple, le taux d'erreur binaire passe de  $4.10^{-4}$  à  $7.10^{-9}$ . Si nous considérons un TEB cible, la distance de transmission est augmentée grâce au régénérateur.

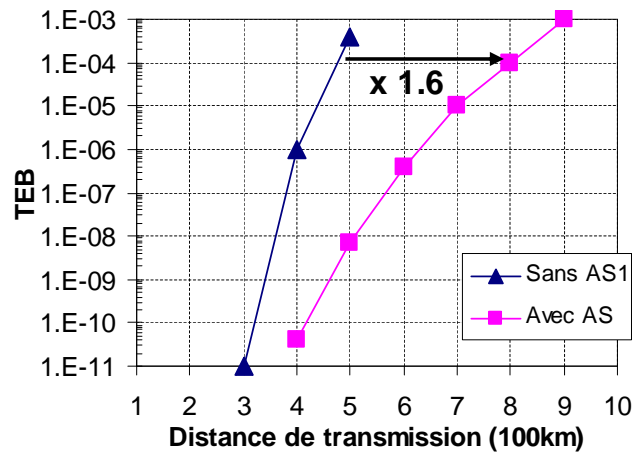


FIGURE 6.26 – Taux d’erreur binaire en fonction de la distance de transmission. OSNR = 22,7 dB,  $P_{\text{fibre}} = 13$  dBm.

À partir de ces courbes de taux d’erreur binaire, nous en déduisons le facteur d’amélioration de distance (FAD) qui est défini comme le facteur entre la distance parcourue pour un TEB de  $10^{-4}$  avec et sans régénération. La Figure 6.27 représente le facteur d’amélioration de distance de transmission obtenu avec l’AS.1 en fonction de l’OSNR à l’émission et pour différentes puissances en entrée de la fibre (10 dBm et 13 dBm). Les FAD obtenus pour une puissance en ligne de 10 dBm est d’environ 1,2. Les FAD obtenus pour une puissance en ligne de 13 dBm sont légèrement meilleurs (environ 1,6) par rapport aux valeurs obtenues à 10 dBm de puissance en ligne. Ceci est dû au fait qu’à forte puissance en ligne, les effets non-linéaires qui convertissent les fluctuations d’intensité en fluctuations de phase sont plus efficaces. Par conséquent, l’amélioration apportée par le régénérateur d’intensité devient plus importante.

Lorsque l’OSNR augmente, le FAD est légèrement meilleur. Pour une puissance en ligne de 13 dBm, le FAD de 1,4 est obtenu pour un faible OSNR (13,8 dB), et ce FAD augmente jusqu’à 1,6 pour un OSNR de 22,7 dB. À une puissance en ligne de 10 dBm, cette évolution est moins visible puisque les effets non-linéaires sont moins efficaces.

Nous avons démontré l’efficacité du régénérateur dans un système de transmission utilisant le format de modulation de DPSK. Même si l’utilisation de ce type de régénérateur ne peut se faire qu’à des puissances en ligne importantes, c’est-à-dire dans un régime de propagation non-linéaire, notre étude a tout de même permis de démontrer la cascabilité de l’AS.1. Cependant le pas entre régénérateur étant de 100 km, il a fallu injecter des puissances en ligne importantes pour avoir ce régime de propagation non-linéaire. Par conséquent des études doivent être encore menées sur le pas de transmission entre régénérateur pour confirmer que l’AS.1 serait un composant permettant effectivement un gain de performances pour des systèmes DPSK.

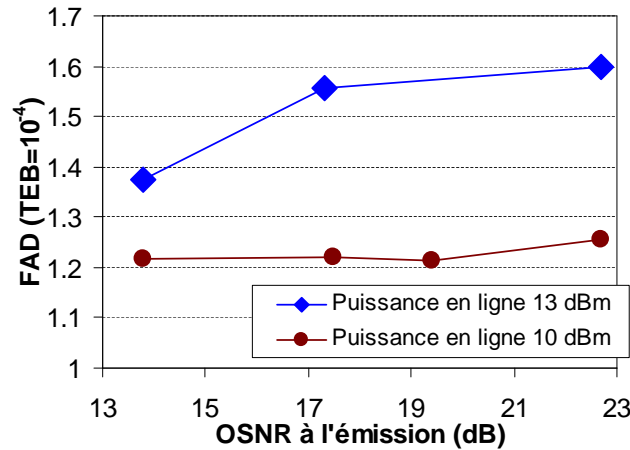


FIGURE 6.27 – Facteur d'amélioration de distance versus OSNR à l'émission.

## 6.5 Conclusion et perspectives

En conclusion, l'absorbant saturable en microcavité permettant d'obtenir la fonction de limiteur de puissance est un bon candidat pour la régénération d'un signal RZ DPSK. En effet, il permet de réduire les fluctuations d'intensité du signal tout en conservant sa phase. En réduisant les fluctuations d'intensité, l'accumulation de bruit de phase non-linéaire lié à la conversion des fluctuations d'intensité en phase par les effets non-linéaires au cours de la transmission sont réduites.

La caractérisation de l'AS.1 nous a montré que le composant peut réduire jusqu'à 30% les fluctuations d'intensité du signal. Néanmoins, ses pertes importantes (qui sont de 23 dB en petit signal et qui augmentent lorsque la puissance du signal augmente) sont un facteur limitant les performances de régénération.

Une étude numérique en ligne déployée nous a montré que la qualité du signal peut être améliorée en réduisant simplement les fluctuations d'intensité. Sans tenir compte des pertes du composant, une amélioration de l'ordre de 4 dB est obtenue dans le régime de transmission linéaire. Lorsque la puissance en ligne devient importante, les effets non-linéaires sont prépondérants, l'amélioration sur la qualité du signal apportée par le régénérateur est encore plus importante. Une amélioration de 9 dB est apportée à 18 dBm de puissance en ligne.

Dans cette étude numérique, nous avons montré également qu'en considérant les pertes de l'AS.1, les améliorations apportées sont fortement réduites. En effet, la puissance du signal traversant l'AS.1 est fortement atténuée, il est alors nécessaire de le ré-amplifier, ce qui conduit à une dégradation de l'OSNR. Avec une perte de 25 dB, l'amélioration du facteur Q dans le régime linéaire est inexistante, une amélioration de 3 dB est encore présente dans le régime de propagation non-linéaire. Les pertes importantes de notre composant AS.1 sont par conséquent le paramètre majeur limitant les performances du régénérateur dans

un système de transmission DPSK.

Le potentiel de l'AS.1 à réduire les fluctuations d'intensité tout en préservant la phase du signal est ensuite démontré expérimentalement. Nous utilisons dans un premier temps une ligne de transmission déployée afin de démontrer la capacité du régénérateur à augmenter la qualité du signal. Une augmentation du facteur de qualité du signal jusqu'à 2 dB est obtenue dans le régime de transmission non-linéaire. En termes de sensibilité du récepteur, lorsque le régénérateur est appliqué, une amélioration de sensibilité jusqu'à 5 dB est obtenue.

Le régénérateur est ensuite caractérisé dans une boucle à recirculation. Un égaliseur de gain dans la boucle à recirculation a permis de réduire les déformations spectrales liées à la réponse spectrale de l'AS.1. Nous avons montré que le régénérateur permet d'améliorer le taux d'erreur binaire du système dans le régime de transmission non-linéaire, et ainsi d'augmenter la distance de transmission pour un taux d'erreur binaire cible. Un facteur d'augmentation de distance de transmission jusqu'à 1,6 est obtenu à une TEB de  $10^{-4}$  grâce à la cascade du régénérateur. L'efficacité du dispositif est également démontrée pour différentes puissances en ligne et pour différents OSNR à l'émission.

Des études complémentaires restent encore à mener. Tout d'abord, une transmission avec une distance entre régénérateurs plus grande doit être réalisée. Cette expérience permettrait de démontrer l'efficacité du régénérateur dans une transmission plus réaliste c'est-à-dire qui nécessiterait des puissances en ligne plus faibles. Deuxièmement, les pertes trop élevées sont actuellement le principal inconvénient du composant AS.1. En minimisant ces pertes, les performances du régénérateur seront grandement améliorées comme nous avons pu le démontrer dans l'étude numérique. Enfin, nous espérons démontrer la capacité de l'AS.1 à traiter un multiplexe de longueur d'onde comme nous avons pu le démontrer dans le cas de l'AS.0.





# Conclusion

L'objectif de cette thèse était d'étudier des composants pour la régénération tout-optique de signaux de télécommunications pour des transmissions longue distance et à très-haut débit. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement à des solutions compactes, à faibles coûts et compatibles avec des systèmes multiplexés en longueur d'onde (WDM).

Ces travaux se sont orientés vers des dispositifs à base d'absorbant saturable en microcavité (AS) qui grâce à un couplage optique vertical et un démultiplexage spatial des longueurs d'onde rend ce composant très attractif pour des applications de régénération tout-optique dans des systèmes de transmission WDM. Nous avons étudié quatre dispositifs de régénération constitués par des composants AS : deux pour la régénération 2R, un pour la régénération 3R et un dernier pour la régénération d'un signal dont l'information est portée par la phase (PSK).

Pour la régénération 2R, l'absorbant saturable en microcavité verticale classique (appelé AS.0), dont la réflectivité augmente en fonction de la puissance optique incidente, ne procure pas une régénération 2R complète. Par conséquent, il est indispensable de lui associer une fonction complémentaire de type limiteur de puissance. Dans la littérature, deux solutions pour réaliser la fonction de limiteur de puissance ont été proposées, l'une utilise l'effet d'automodulation de phase dans la fibre, et l'autre utilise un amplificateur optique à semi-conducteur (SOA). La première technique a l'avantage de posséder un temps de réponse très rapide compatible avec des débits élevés. Cependant, cette technique n'est pas compacte puisqu'elle nécessite plusieurs centaines de mètres de fibre et ne peut traiter qu'une longueur d'onde à la fois. La seconde a un grand potentiel d'intégration, mais elle est actuellement limitée à un débit de 10 Gbit/s lié principalement au temps de réponse des SOA.

Dans ces travaux de thèse, nous avons utilisé deux fonctions limiteur de puissance :

La première solution consiste à utiliser l'effet d'automodulation de phase dans la fibre suivi d'un filtrage optique centré. Cette technique a permis de valider la capacité d'un module AS à 8 canaux, réalisé au cours de cette thèse, à traiter des signaux WDM. L'efficacité de ce module AS pour la régénération 2R a été validée à l'aide d'une boucle à recirculation de 100 km. Nous avons démontré expérimentalement sur les 8 canaux du module une amélioration de la distance de transmission d'un facteur 3,3 pour un taux d'erreur binaire cible de  $10^{-4}$ . Cette amélioration a été également démontrée sur une bande spectrale de 13 nm, ce qui valide expérimentalement l'accordabilité en longueur d'onde du module AS. Grâce à des

études analytiques et numériques originales, nous avons montré que la bande spectrale de fonctionnement du régénérateur est essentiellement limitée par le limiteur de puissance utilisant le SPM dans la fibre. En effet, pour un bon fonctionnement du limiteur de puissance, le régime soliton doit être instauré. Pour une fibre NZ DSF, l'accordabilité en longueur d'onde est limitée à 13 nm due essentiellement à la pente de la dispersion chromatique de la fibre.

La deuxième solution utilise un absorbant saturable de nouvelle génération (appelé AS.1). Ce nouvel AS.1 est basé sur la même technologie que les AS classiques mais avec des modifications sur la réflectivité de la microcavité [99]. Cette nouvelle structure a une réflectivité qui diminue en fonction de la puissance optique incidente, ce qui permet alors de réaliser la fonction de limiteur de puissance. L'association de deux structures AS en microcavité permettrait donc de réaliser une régénération 2R tout-optique qui serait capable de traiter simultanément des signaux WDM. L'efficacité du dispositif a été démontrée expérimentalement à 42,7 Gbit/s. Une étude en configuration « back-to-back » a été menée pour mettre en évidence la propriété régénérative du tandem SA.0-SA.1. Le régénérateur est tolérant au bruit optique puisqu'une augmentation du facteur Q est obtenue pour toutes les valeurs d'OSNR. L'amélioration maximale de facteur Q est de 1,4 dB et est obtenue pour un OSNR de 25 dB. L'efficacité et la cascabilité du dispositif de régénération est également démontrée dans une boucle à recirculation. Le régénérateur permet d'augmenter le nombre de passages dans la boucle d'un facteur de 2,5 pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-8}$ . Néanmoins, le régénérateur ne peut être cascadié plus de 10 fois. La principale limite est liée à la résonance de l'AS.1 qui déforme le spectre du signal après plusieurs passages. Une solution pour éviter cette déformation spectrale consiste à utiliser un égaliseur de gain pour compenser statiquement la réponse spectrale de l'AS1. Néanmoins, nous n'avons pas mener à terme cette étude au cours de cette thèse.

Nous avons étudié ensuite un dispositif de régénération 3R tout-optique basé sur la régénération 2R associée à une modulation synchrone tout-optique. La régénération 2R est réalisée par le régénérateur à base d'absorbant saturable et utilisant l'effet d'automodulation de phase dans la fibre pour la fonction de limiteur de puissance. La modulation synchrone est réalisée par une modulation d'absorption croisée dans l'absorbant saturable obtenue en injectant une horloge optique issue d'une récupération d'horloge (RH) tout optique. Cette RH utilise des lasers à verrouillage de modes à semi-conducteurs basés sur des structures massives et des structures à bâtonnets quantiques. Le schéma de ce dispositif de régénération 3R par modulation externe est par conséquent plus simple que les techniques traditionnelles utilisant un modulateur externe puisque nous utilisons l'absorbant saturable dans deux régimes de modulation : un régime d'automodulation pour la régénération 2R et un régime de modulation croisée qui permet de réaliser la fonction de modulation synchrone tout-optique.

Une étude numérique a permis d'optimiser les paramètres et d'étudier la résistance au bruit en ligne du dispositif. Nous avons montré que lorsque le niveau de puissance de bruit d'émission spontanée amplifiée en entrée du régénérateur est important (le régénérateur

est inséré tard dans une ligne de transmission), de fortes atténuations des d'impulsions apparaissent. Ceci est lié à la régénération 2R à base de l'automodulation de phase dans la fibre qui crée une gigue temporelle sur le signal en sortie, appelée gigue de Gordon-Haus. Par conséquent, la modulation synchrone atténue complètement les impulsions trop décalées par rapport au centre du temps bit. Pour éviter ce phénomène, nous avons proposé d'utiliser le régénérateur 2R utilisant le tandem AS.0-AS.1. Le nouveau régénérateur 3R a démontré une meilleure résistance au bruit optique que la solution précédente. Nous avons montré numériquement que le dispositif peut être cascader plus de 100 fois en maintenant des facteurs de qualité  $Q_a$  et  $Q_t$  constant et ceux malgré un bruit important au premier tour (OSNR jusqu'à 14 dB). Malheureusement, expérimentalement, nous n'avons pas réussi à cascader le régénérateur 2R composé d'AS dû principalement à la déformation spectrale apportée par l'AS.1. Nous nous sommes donc rabattus sur la première solution de régénération qui utilise une fibre optique pour la fonction limiteur de puissance.

L'étude expérimentale a démontré que le dispositif était effectivement efficace dans une ligne de transmission. Ce dispositif 3R a été inséré dans une boucle à recirculation de 100 km et étudié à un débit de 42,7 Gbit/s. L'amplification hybride (Raman + erbium) est utilisée pour augmenter l'OSNR au premier tour de 2 dB (21 dB à 23 dB) par rapport à l'amplification tout erbium. L'étude expérimentale a montré un facteur d'amélioration de la distance de transmission de 22,5 pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-8}$  et correspondant à une distance de transmission de 18 000 km.

Pour finir, nous avons étudié un dispositif de régénération tout-optique permettant de traiter un signal dont l'information est portée par la phase du signal. Dans un système de transmission utilisant le format de modulation DPSK, nous observons deux principales limitations. L'une d'elles liée à l'accumulation d'un bruit de phase linéaire induit par l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée dans les amplificateurs optiques. L'autre liée au bruit de phase non-linéaire induit par des effets non-linéaires (notamment l'automodulation de phase) qui transforment les fluctuations d'intensité en fluctuations de phase. Dans cette thèse, nous avons étudié l'impact de l'AS.1 sur un signal DPSK lorsqu'il est utilisé comme limiteur de puissance. Nous avons pu montrer en effet qu'il permet de réduire les fluctuations d'intensité tout en préservant la phase du signal. Quand le dispositif est utilisé dans le cas particulier où les performances d'une liaison sont essentiellement limitées par l'accumulation de phase non-linéaire (régime de transmission non-linéaire), l'AS.1 permet de limiter les fluctuations d'intensité et ainsi de se prévenir contre l'accumulation de bruit de phase non-linéaire.

Cependant nous avons montré numériquement et expérimentalement que les pertes importantes sont la principale limite pour l'AS.1. Une augmentation du facteur de qualité du signal jusqu'à 2 dB a tout de même été obtenue avec une ligne déployée dans un régime de transmission non-linéaire. En termes de sensibilité du récepteur, lorsque le régénérateur est appliqué, une amélioration de sensibilité jusqu'à 5 dB est obtenue. Le régénérateur est ensuite caractériser dans une boucle à recirculation. La difficulté pour mettre l'AS.1 en cascade

liée à la résonance du composant a été résolue en utilisant un égaliseur de gain. Nous avons montré que le régénérateur permet de diminuer le taux d'erreur binaire du système dans le régime de transmission non-linéaire, et ainsi augmenter la distance de transmission pour un taux d'erreur binaire cible. Un facteur d'augmentation de la distance de transmission jusqu'à 1,6 est obtenu pour un TEB de  $10^{-4}$ .

Nous espérons finalement bien pouvoir, avec tous les éléments techniques réalisés, atteindre le but ultime de ces travaux à savoir la démonstration d'une régénération des signaux de multiples formats de modulation et multiplexés en longueur d'onde.

# Bibliographie

- [1] O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, and F. Seguin, "Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond," *J. Lightw. Technol.*, vol. 21, no. 11, pp. 2779–2790, 2003.
- [2] P. Ohlen and E. Berglind, "Noise accumulation and BER estimates in concatenated nonlinear optoelectronic repeaters," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 9, no. 7, pp. 1011–1013, 1997.
- [3] M. Gay, L. Bramerie, J.-C. Simon, V. Roncin, G. Girault, M. Joindot, B. Clouet, S. Lobo, S. Feve, and T. Chartier, "2R and 3R optical regeneration : from device to system characterization," in *European Conference on Optical Communications*, Cannes, France, 2006, p. Tu131.
- [4] P. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect," in *European Conference on Optical Communications*, Madrid, Spain, 1998, pp. 475–476.
- [5] Y. Kuo, Y. Lee, Y. Ge, S. Ren, J. Roth, T. Kamins, D. Miller, and J. Harris, "Strong quantum-confined Stark effect in germanium quantum-well structures on silicon," *Nature*, vol. 437, no. 7063, pp. 1334–1336, 2005.
- [6] G. Raybon, "Optical 3R regeneration in 40 Gbit/s pseudo-linear transmission systems," in *Optical Fiber Communication Conference*, Atlanta, Georgia, 2003, p. TuH1.
- [7] I. Kaminow, T. Li, and A. Willner, *Optical Fiber Telecommunications V-B : Systems and Networks*. Academic Press, 2008.
- [8] G. Agrawal, *Lightwave Technology : Telecommunication Systems*. Wiley-Interscience, 2005.
- [9] H. Weber, S. Ferber, M. Kroh, C. Schmidt-Langhorst, R. Ludwig, V. Marembert, C. Boerner, F. Futami, S. Watanabe, and C. Schubert, "Single channel 1.28 Tbit/s and 2.56 Tbit/s DQPSK transmission," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 3, pp. 178–179, 2006.
- [10] A. Gnauck, G. Charlet, P. Tran, P. Winzer, C. Doerr, J. Centanni, E. Burrows, T. Kawanishi, T. Sakamoto, and K. Higuma, "25.6-Tb/s C+ L-band transmission of polarization-multiplexed RZ-DQPSK signals," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2007, p. PDP19.

- [11] P. Becker, N. Olsson, and J. Simpson, *Erbium-doped fiber amplifiers : fundamentals and technology*. Academic Press, 1999.
- [12] J.-C. Simon, M. Gay, L. Bramerie, V. Roncin, M. Joindot, T. Chartier, S. Lobo, G. Girault, Q. T. Le, T. Nguyen, and M. N. Ngo, "Long Distance Transmission Using Optical Regeneration," in *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, California, 2008, p. OWS1.
- [13] L. Bramerie, "Étude de la régénération optique dans les systèmes de transmissions à très haut débit," Ph.D. dissertation, ENSSAT - Université de Rennes 1, Lannion, France, 2004.
- [14] M. Gay, "Étude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit," Ph.D. dissertation, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Lannion, France, 2006.
- [15] V. Roncin, "Contribution à l'étude de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la régénération des signaux de télécommunication à très haut débit," Ph.D. dissertation, ENSSAT - Université de Rennes 1, Lannion, France, 2004.
- [16] G. Girault, "Contribution à l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour le traitement tout-optique de signaux de télécommunication à très hauts débits," Ph.D. dissertation, ENSSAT - Université de Rennes 1, Lannion, France, 2007.
- [17] M. N. Ngo, "Theoretical and Experimental Studies of Semiconductor Based Photonic Devices for All-Optical Signal Processing at 40 Gbit/s and beyond," Ph.D. dissertation, ENSSAT - Université de Rennes 1, Lannion, France, 2010.
- [18] L. F. Mollenauer, J. P. Gordon, and P. V. Mamyshev, *Optical Fiber Telecommunications III-A*. Academic Press, 1997, ch. 9, p. 373.
- [19] Irène et Michel Joindot et douze co-auteurs, *Les télécommunications par fibres optiques*. DUNOD et CNET-ENST, 1996.
- [20] I. Kaminow and T. Li, *Optical Fiber Telecommunications IV-B*. Academic Press, 2002.
- [21] P. Noutsios and S. Poirier, "PMD assessment of installed fiber plant for 40 Gb/s transmission," in *Proc. NFOEC 2001*, Baltimore, Maryland, 2001, pp. 1342–1347.
- [22] R. Essiambre, B. Mikkelsen, and G. Raybon, "Intra-channel cross-phase modulation and four-wave mixing in high-speed TDM systems," *Electron. Lett.*, vol. 35, p. 1576, 1999.
- [23] P. Mamyshev and N. Mamysheva, "Pulse-overlapped dispersion-managed data transmission and intrachannel four-wave mixing," *Optics Letters*, vol. 24, no. 21, pp. 1454–1456, 1999.

- [24] O. Ait Sab and V. Lemaire, "Block turbo code performances for long-haul DWDM optical transmission systems," in *Optical Fiber Communication Conference*, Baltimore, Maryland, 2000, p. ThS5.1.
- [25] A. Agata, K. Tanaka, and N. Edagawa, "Study on the optimum Reed-Solomon-based FEC codes for 40-Gb/s-based ultralong-distance WDM transmission," *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, no. 12, pp. 2189–2195, 2002.
- [26] N. Bergano, F. Kerfoot, and C. Davidsion, "Margin measurements in optical amplifier system," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 5, no. 3, pp. 304–306, 1993.
- [27] J. C. Simon, "GaInAsP semiconductor laser amplifiers for single-mode fiber communications," *J. Lightw. Technol.*, vol. 5, no. 9, pp. 1286–1295, 1987.
- [28] E. Desurvive, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers : Principles and Applications*. John Wiley & Sons, Inc, 1994, vol. 605.
- [29] M. Islam, "Raman amplifiers for telecommunications," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 8, no. 3, pp. 548–559, 2002.
- [30] J. Zyskind, J. Nagel, and H. Kidorf, *Optical Fiber Telecommunications III-B*. Academic Press, 1997, ch. 2, pp. 36–40.
- [31] S. Gosselin, "Les réseaux de transport et l'optique : Vision d'un opérateur," *Séminaire Enssat*, Nov 2004.
- [32] O. Leclerc, "Transmissions optiques non-linéaires : Application aux transmissions longue distance," *Séminaire Enssat*, Mar 2004.
- [33] D. Rouvillain, P. Brindel, E. Seguneau, L. Pierre, O. Leclerc, H. Choumane, G. Aubin, and J. Oudar, "Optical 2R regenerator based on passive saturable absorber for 40Gbit/s WDM long-haul transmissions," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 19, pp. 1113–1114, 2002.
- [34] D. Wolfson, P. Hansen, A. Kioch, and K. Stubkjaer, "All-optical 2R regeneration based on interferometric structure incorporating semiconductor optical amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 1, pp. 59–60, 1999.
- [35] B. Lavigne, P. Guerber, P. Brindel, E. Balmeffre, and B. Dagens, "Cascade of 100 optical 3R regenerators at 40 Gbit/s based on all-active Mach Zehnder interferometers," in *European Conference on Optical Communications*, Amsterdam, Netherlands, 2001, p. WeF26.
- [36] Y. Ueno, S. Nakamura, and K. Tajima, "Penalty-free error-free all-optical data pulse regeneration at 84 Gb/s by using a symmetric-Mach-Zehnder-type semiconductor regenerator," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 13, no. 5, pp. 469–471, 2001.
- [37] K. Jepsen, A. Buxens, A. Clausen, H. Poulsen, B. Mikkelsen, and K. Stubkjaer, "20 Gbit/s optical 3R regeneration using polarisation-independent monolithically integrated Michelson interferometer," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 5, pp. 472–474, 1998.



- [38] J. Leuthold, L. Moller, J. Jaques, S. Cabot, L. Zhang, P. Bernasconi, M. Cappuzzo, L. Gomez, E. Laskowski, E. Chen, A. Wong-Foy, and A. Griffin, "160 Gbit/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 9, pp. 554–555, 2004.
- [39] J. Leuthold, G. Raybon, Y. Su, R. Essiambre, S. Cabot, J. Jaques, and M. Kauer, "40 Gbit/s transmission and cascaded all-optical wavelength conversion over 1 000 000 km," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 16, pp. 890–892, 2002.
- [40] H. Thiele, A. Ellis, and I. Phillips, "Recirculating loop demonstration of 40 Gbit/s all-optical 3R data regeneration using a semiconductor nonlinear interferometer," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 3, pp. 230–231, 1999.
- [41] K. Chan, C. Chan, W. Hung, F. Tong, and L. Chen, "Waveform restoration in semiconductor optical amplifier using fiber loop mirror," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 14, no. 7, pp. 995–997, 2002.
- [42] G. Gavioli, V. Mikhailov, B. Thomsen, and P. Bayvel, "Investigation of transmission with cascaded all-optical 3R regenerators and variable inter-regenerator spacing," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 3, pp. 146–148, 2005.
- [43] L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Fève, J. Simon, and U. NP, "Performance of a polarization insensitive 3R optical regenerator based on a new SOA-NOLM architecture," in *European Conference on Optical Communications*, Stockholm, Sweden, 2004, p. We2.5.2.
- [44] Y. Shibata, N. Kikuchi, S. Oku, T. Ito, H. Okamoto, Y. Kawaguchi, Y. Kondo, Y. Suzuki, and Y. Tohmori, "Single-stage all-optical 3R at 40 Gb/s retaining input wavelength using Sagnac Interferometer integrated with Parallel-Amplifier Structure (SI-PAS)," in *European Conference on Optical Communications*, Copenhagen, Denmark, 2002, p. 7.3.7.
- [45] M. Nielsen, J. De Merlier, G. Morthier, and R. Baets, "Experimental demonstration of all-optical 2R regeneration at 10 Gb/s In a novel MMI-SOA based device," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2002, p. TuN2.
- [46] T. N. Nguyen, "Études de composants optiques à base de fibres optiques nonlinéaires," Ph.D. dissertation, ENSSAT - Université de Rennes 1, Lannion, France, 2008.
- [47] T. Her, T. Leng, G. Raybon, J. Bouteiller, C. Jorgensen, K. Feder, K. Brar, P. Steinvurzel, D. Patel, N. Litchinitser *et al.*, "Enhanced 40-Gbit/s receiver sensitivity with all-fiber optical 2R regenerator," in *Conference on Lasers and Electro-Optics*, Long Beach, California, 2002, pp. 534–535.
- [48] Y. Su, G. Raybon, R. Essiambre, and T.-H. Her, "All-optical 2R regeneration of 40-Gb/s signal impaired by intrachannel four-wave mixing," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 15, no. 2, pp. 350–352, 2003.

- [49] G. Raybon, Y. Su, J. Leuthold, R. Essiambre, T. Her, C. Joergensen, P. Steinvurzel, and K. Feder, "40 Gbit/s pseudo-linear transmission over one million kilometers," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2002, p. FD10.
- [50] N. Doran and D. Wood, "Nonlinear-optical loop mirror," *Optics Letters*, vol. 13, no. 1, pp. 56–58, 1988.
- [51] S. Bigo, O. Leclerc, and E. Desurvire, "All-optical fiber signal processing and regeneration for soliton communications," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 3, no. 5, pp. 1208–1223, 1997.
- [52] F. Segueineau, B. Lavigne, D. Rouvillain, P. Brindel, P. Pierre, L. Pierre, and O. Leclerc, "Experimental demonstration of simple NOLM-based 2R regenerator for 42.66 Gbit/s WDM long-haul transmissions," in *Optical Fiber Communication Conference*, Los Angeles, California, 2004, p. WN4.
- [53] N. Edagawa, M. Suzuki, S. Yamamoto, and S. Akiba, "Novel wavelength converter using an electroabsorption modulator : Conversion experiments at up to 40 Gbit/s," in *Optical Fiber Communication Conference*, Dallas, Texas, 1997, p. TuO5.
- [54] T. Otani, T. Miyzaki, and S. Yamamoto, "40 Gbit/s signal transmission using optical 3R regenerator based on electroabsorption modulators," in *Optical Fiber Communication Conference*, Baltimore, Maryland, 2000, p. ThP3.
- [55] L. Xu, N. Chi, K. Yvind, L. Christiansen, L. Oxenløwe, J. Mørk, P. Jeppesen, and J. Hanberg, "7x 40 Gb/s base-rate RZ all-optical broadcasting utilizing an electroabsorption modulator." *Optics Express*, vol. 12, no. 3, p. 416, 2004.
- [56] T. Miyazaki, N. Edagawa, M. Suzuki, and S. Yamamoto, "Novel optical-regenerator using electroabsorption modulators," in *Optical Fiber Communication Conference*. San Diego, California : OSA, 1999, pp. MW53–1.
- [57] T. Otani, T. Miyazaki, and S. Yamamoto, "Optical 3R regenerator using wavelength converters based on electroabsorption modulator for all-optical network applications," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 431–433, 2000.
- [58] N. El Dahdah, B. Charbonnier, R. Coquille, M. Joindot, and E. Pincemin, "All-Optical 2R Regenerative Wavelength Conversion of 40 Gbit/s RZ Data using Electro-Absorption Modulator with Shifted Band-Pass Filter," in *European Conference on Optical Communications*, Glasgow, Scotland, 2005, p. We 1.5.2.
- [59] K. Nishimura, R. Inohara, M. Usami, and S. Akiba, "All-optical wavelength conversion by electroabsorption modulator," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 278–284, 2005.
- [60] Y. Kodama, M. Romagnoli, and S. Wabnitz, "Soliton stability and interactions in fibre lasers," *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 21, pp. 1981–1983, 1992.

- [61] M. Matsumoto, H. Ikeda, and A. Hasegawa, "Suppression of noise accumulation in bandwidth-limited soliton transmission by means of nonlinear loop mirrors," *Optics Letters*, vol. 19, no. 3, p. 183, 1994.
- [62] D. Atkinson, W. Loh, V. Afanasjev, A. Grudinin, A. Seeds, and D. Payne, "Increased amplifier spacing in a soliton system with quantum-well saturable absorbers and spectral filtering," *Optics Letters*, vol. 19, no. 19, pp. 1514–1516, 1994.
- [63] O. Leclerc, G. Aubin, P. Brindel, J. Mangeney, H. Choumane, S. Barre, and J. Oudar, "Demonstration of high robustness to SNR impairment in 20 Gbit/s long-haul transmission using 1.5  $\mu\text{m}$  saturable absorber," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 23, pp. 1944–1946, 2000.
- [64] M. Matsumoto and O. Leclerc, "Analysis of 2R optical regenerator utilising self-phase modulation in highly nonlinear fibre," *Electron. Lett.*, vol. 38, pp. 576–577, Jun. 2002.
- [65] D. Rouvillain, F. Seguinéau, L. Pierre, P. Brindel, H. Choumane, G. Aubin, J. Oudar, and O. Leclerc, "40 Gbit/s optical 2R regenerator based on passive saturable absorber for WDM long-haul transmissions," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2002, p. FD11.
- [66] M. Gay, L. Bramerie, D. Massoubre, A. O'Hare, A. Shen, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, "Cascadability Assessment of a 2 R Regenerator Based on a Saturable Absorber and a Semiconductor Optical Amplifier in a Path Switchable Recirculating Loop," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 11, pp. 1273–1275, 2006.
- [67] N. Bergano and C. Davidson, "Circulating loop transmission experiments for the study of long-haul transmission systems using erbium-doped fiber amplifiers," *J. Lightw. Technol.*, vol. 13, no. 5, pp. 879–888, 1995.
- [68] T. Tanifuji and M. Ikeda, "Pulse circulation measurement of transmission characteristics in long optical fibers," *Appl. Optic.*, vol. 16, no. 8, pp. 2175–2179, 1977.
- [69] N. Bergano, J. Aspell, C. Davidson, P. Trischitta, B. Nyman, and F. Kerfoot, "Bit error rate measurements of 14000 km 5 Gbit/s fibre-amplifier transmission system using circulating loop," *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 21, pp. 1889–1890, 1991.
- [70] L. Bramerie, Q. T. Le, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, "Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on a 8 channel saturable absorber module," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2007, p. PDP1.
- [71] P. Humblet and M. Azizoglu, "On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers," *J. Lightw. Technol.*, vol. 9, no. 11, pp. 1576–1582, 1991.
- [72] J. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, V. Roncin, M. Gay, S. Fève, E. Le Cren, and M. Chares, "All-optical regeneration techniques," *Annals of Telecommunications*, vol. 58, no. 11-12, pp. 1708–1724, 2003.

- [73] F. MacWilliams and N. Sloane, "Pseudo-random sequences and arrays," *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, no. 12, pp. 1715–1729, 1976.
- [74] F. Heismann, S. K. Korotky, and J. J. Veselka, *Optical Fiber Telecommunications III-B*. Academic Press, 1997, ch. 9, p. 377.
- [75] G. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed. Academic Press, 2001.
- [76] D. Chemla and D. Miller, "Room-temperature excitonic nonlinear-optical effects in semiconductor quantum-well structures," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 2, no. 7, pp. 1155–1173, 1985.
- [77] S. Ten, J. Williams, P. Guerreiro, G. Khitrova, and N. Peyghambarian, "Ultrafast excitonic room temperature nonlinearity in neutron irradiated quantum wells," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 70, p. 158, 1997.
- [78] Y. Silberberg, P. Smith, D. Miller, B. Tell, A. Gossard, and W. Wiegmann, "Fast nonlinear optical response from proton-bombarded multiple quantum well structures," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 46, p. 701, 1985.
- [79] E. Delpon, J. Oudar, N. Bouche, R. Raj, A. Shen, N. Stelmakh, and J. Lourtioz, "Ultrafast excitonic saturable absorption in ion-implanted InGaAs/InAlAs multiple quantum wells," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 72, p. 759, 1998.
- [80] M. Gicquel-Guézo, S. Loualiche, J. Even, C. Labbé, O. Dehaese, A. Le Corre, H. Follot, and Y. Pellan, "290 fs switching time of Fe-doped quantum well saturable absorbers in a microcavity in 1.55  $\mu\text{m}$  range," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, p. 5926, 2004.
- [81] J. Mangeney, G. Aubin, J. Oudar, J. Harmand, G. Patriarche, H. Choumane, N. Stelmakh, and J. Lourtioz, "All-optical discrimination at 1.5  $\mu\text{m}$  using ultrafast saturable absorber vertical cavity device," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 17, pp. 1486–1488, 2000.
- [82] D. Massoubre, J. Oudar, G. Aubin, J. Dion, A. Shen, N. Lagay, J. Decobert, A. O'Hare, Z. Belfqih, M. Gay, L. Bramerie, S. Feve, E. Le Cren, and J.-C. Simon, "High speed, high switching contrast quantum well saturable absorber for 160 Gbit/s operation," in *Conference on Lasers and Electro-Optics*, Baltimore, Maryland, 2005, p. CThD3.
- [83] A. Mecozzi, J. Moores, H. Haus, and Y. Lai, "Soliton transmission control," *Optics Letters*, vol. 16, no. 23, pp. 1841–1843, 1991.
- [84] Y. Kodama, M. Romagnoli, and S. Wabnitz, "Soliton stability and interactions in fibre lasers," *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 21, pp. 1981–1983, 1992.
- [85] L. Mollenauer, P. Mamyshev, and M. Neubelt, "Measurement of timing jitter in filter-guided soliton transmission at 10 Gbits/s and achievement of 375 Gbits/s-Mm, error free, at 12.5 and 15 Gbits/s," *Optics Letters*, vol. 19, no. 10, pp. 704–706, 1994.
- [86] M. Matsumoto, "Analysis of optical regeneration utilizing self-phase modulation in a highly nonlinear fiber," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 14, no. 3, pp. 319–321, 2002.

- [87] A. Shen, M. Goix, S. Louis, D. Delagrèdière, J. Decobert, G. Henin, D. Rouvillain, O. Leclerc, H. Choumane, G. Aubin, and J.-L. Oudar, "4-channel Saturable Absorber Module for high bit-rate regenerated WDM transmission," in *European Conference on Optical Communications*, Copenhagen, Denmark, 2002, p. Tu 5.4.5.
- [88] M. Gay, L. Bramerie, J.-C. Simon, A. O'Hare, D. Massoubre, J.-L. Oudar, and A. Shen, "Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on saturable absorber and semiconductor optical amplifier," in *Optical Fiber Communication Conference*, California, USA, 2006, p. OThB1.
- [89] Q. T. Le, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van Der Keur, C. Devemy, D. Massoubre *et al.*, "WDM compatible 2R regeneration device based on eight-channel saturable absorber module," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 23, 2007.
- [90] J. Oudar, G. Aubin, J. Mangeney, S. Loualiche, J. Simon, A. Shen, and O. Leclerc, "Ultra-fast quantum-well saturable absorber devices and their application to all-optical regeneration of telecommunication optical signals," *Annals of Telecommunications*, vol. 58, no. 11, pp. 1667–1707, 2003.
- [91] D. Massoubre, J.-L. Oudar, J. Dion, J. Harmand, A. Shen, J. Landreau, and J. Decobert, "Scaling of the saturation energy in microcavity saturable absorber devices," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, p. 153513, 2006.
- [92] D. Massoubre, J.-L. Oudar, J. Fatome, S. Pitois, G. Millot, J. Decobert, and J. Landreau, "All-optical extinction-ratio enhancement of a 160 GHz pulse train by a saturable-absorber vertical microcavity," *Optics Letters*, vol. 31, no. 4, pp. 537–539, 2006.
- [93] A. Poustie, "Integrated devices for all-optical signal processing," in *European Conference on Optical Communications*, Berlin, Germany, 2007, p. Tu 4.3.1.
- [94] H. Haus, "Theory of mode locking with a fast saturable absorber," *J. Appl. Phys.*, vol. 46, p. 3049, 1975.
- [95] A. Saleh, "Nonlinear models of travelling-wave optical amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 14, pp. 835–837, 1988.
- [96] —, "Modeling of nonlinearity in semiconductor optical amplifiers," in *IEEE Global Communications Conference*, 1989, pp. 665–670.
- [97] G. P. Agrawal, *Fiber-optic Communication Systems*, 3rd ed., ser. Microwave and Optical Engineering, K. Chang, Ed. J. Wiley & Sons, 2002.
- [98] H. Nguyen, J. Oudar, S. Sauvage, S. Bouchoule, and G. Aubin, "New passive all-optical semiconductor device for bit-1 level noise reduction," in *European Conference on Lasers and Electro-Optics and the International Quantum Electronics Conference*, Munich, Germany, 2007, pp. CI3–E–TUE.

- [99] H. T. Nguyen, J. Oudar, S. Bouchoule, G. Aubin, and S. Sauvage, "A passive all-optical semiconductor device for level amplitude stabilization based on fast saturable absorber," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, p. 111107, 2008.
- [100] O. Leclerc, "Contribution à l'étude de la régénération optique dans les systèmes de transmission par solitons," Ph.D. dissertation, Université de Nice-Sophia-Antipolis, 1998.
- [101] P. Brindel, O. Leclerc, D. Rouvillain, B. Dany, and E. Desurvire, "Experimental validation of new regeneration scheme for 40 Gbit/s dispersion-managed long-haul transmission," in *Optical Fiber Communication Conference*, Baltimore, Maryland, 2000, p. TuD1.
- [102] M. Gay, L. Bramerie, G. Girault, V. Roncin, and J.-C. Simon, "Experimental study of reshaping retiming gates for 3R regeneration," in *Optical Networks and Technologies Conf. OpNeTec*, Pisa, Italia, 2004, pp. 545–551.
- [103] D. Rouvillain, P. Brindel, O. Leclerc, J. Hamaide, H. Choumane, G. Aubin, and J. Oudar, "Novel polarization-insensitive synchronous modulator for 20 Gbit/s all-optical regeneration," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2002, p. TuN3.
- [104] J. Gordon and H. Haus, "Random walk of coherently amplified solitons in optical fiber transmission," *Optics Letters*, vol. 11, no. 10, pp. 665–667, 1986.
- [105] V. Roncin, Q. T. Le, J. Poette, S. Lobo, L. Bramerie, J.-C. Simon, D. Chevallier, C. Le Rouzic, L. Lablonde, and B. Cadier, "Passive All-Optical Clock Recovery demonstration at 42.66 Gbit/s with Bragg-gratings based Fabry-Perot Filter," in *European Conference on Optical Communications*, vol. 3, Berlin, Germany, 2007, p. Tu 4.5.5.
- [106] B. Lavigne, J. Renaudier, F. Lelarge, O. Legouezigou, H. Gariah, and G. Duan, "First demonstration of a polarization insensitive low time jitter and optical noise tolerant all-optical clock recovery at 40 GHz using a self-pulsating laser tandem," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2006, p. PDP24.
- [107] J. Renaudier, R. Brenot, B. Dagens, B. Lelarge, B. Rousseau, O. Legouezigou, F. Poingt, F. Pommereau, A. Accard, and C. Gosset, "Active and passive mode-locking in buried ridge mode-locked quantum dots Fabry-Perot semiconductor lasers," in *European Conference on Optical Communications*, Glasgow, Scotland, 2005, p. PDTh4.3.4.
- [108] K. Croussore, C. Kim, Y. Han, I. Kim, and G. Li, "All-optical phase and amplitude regeneration of DPSK signals based on phase-sensitive amplification," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2006, p. OFH7.
- [109] P. Devgan, M. Shin, V. Grigoryan, J. Lasri, and P. Kumar, "SOA-based regenerative amplification of phase noise degraded DPSK signals," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2005, p. PDP34.

- [110] M. Matsumoto, “Nonlinear phase noise reduction of DPSK signals by an all-optical amplitude limiter using FWM in a fiber,” in *European Conference on Optical Communications*, Cannes, France, 2006, p. Tu1.3.5.
- [111] K. Cvecek, G. Onishchukov, K. Sponsel, A. Striegler, B. Schmauss, and G. Leuchs, “Experimental investigation of a modified NOLM for phase-encoded signal regeneration,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 17, pp. 1801–1803, 2006.
- [112] S. Boscolo, R. Bhamber, and S. Turitsyn, “Design of Raman-Based Nonlinear Loop Mirror for All-Optical 2R Regeneration of Differential Phase-Shift-Keying Transmission,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 42, no. 7, pp. 619–624, 2006.
- [113] J. Gordon and L. Mollenauer, “Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers,” *Optics Letters*, vol. 15, no. 23, pp. 1351–1353, 1990.
- [114] C. Xu, X. Liu, and X. Wei, “Differential phase-shift keying for high spectral efficiency optical transmissions,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 10, no. 2, pp. 281–293, 2004.

# Bibliographie de l'auteur

## Publications dans des revues à comité de lecture

1. **Q. T. Le**, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, "WDM compatible 2R regeneration device based on eight-channel saturable absorber module," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 23, 2007.
2. V. Roncin, A. O'Hare, S. Lobo, E. Jacquette, L. Bramerie, P. Rochard, **Q. T. Le**, M. Gay, J.-C. Simon, A. Shen, J. Renaudier, F. Lelarge, and G. H. Duan, "Multi-Data-Rate System Performance of a 40-GHz All-Optical Clock Recovery Based on a Quantum-Dot Fabry-Pérot Laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 19, pp. 1409–1411, 2007.
3. M. Ngo, V. Roncin, **Q. T. Le**, L. Bramerie, D. Chevallier, L. Lablonde, A. Shen, G. Duan, and J. Simon, "Bit-Error-Rate Performance Enhancement of All-Optical Clock Recovery at 42.66 Gb/s Using Passive Prefiltering," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 18, pp. 1557–1559, 2008.
4. D. Reid, P. Maguire, L. Barry, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Gay, L. Bramerie, M. Joindot, J.-C. Simon, D. Massoubre, J.-L. Oudar, and G. Aubin, "All-optical sampling and spectrographic pulse measurement using cross-absorption modulation in multiple-quantum-well devices," *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 25, no. 6, pp. 133–139, 2008.
5. **Q. T. Le**, L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, M. Joindot, and J.-C. Simon, "Noise Tolerance Assessment and System Design Discussion of a Saturable-Absorption-Based All-Optical 2R Regenerator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 9, pp. 590–592, 2009.
6. **Q. T. Le**, A. O'Hare, N. H. Trung, L. Bramerie, M. Gay, G. Aubin, H. Ramanitra, M. Joindot, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, "All-optical 2R regeneration using passive saturable absorption," *Optics Communications*, vol. 282, no. 14, pp. 2768–2773, 2009.
7. T. N. Nguyen, T. Chartier, L. Bramerie, M. Gay, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Joindot, and J.-C. Simon, "Self-phase-modulation-based 2R compressor including pulse compressor and off-centered filter for 42.6 Gbit/s RZ-33% transmission systems," *Optics Express*,



vol. 17, no. 20, pp. 17 747–17 757, 2009.

8. **Q. T. Le**, L. Bramerie, M. Gay, S. Lobo, M. Joindot, J.-C. Simon, H. T. Nguyen, and J.-L. Oudar, “Saturable Absorber based Phase-Preserving Amplitude Regeneration for RZ-DPSK Signals,” *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010. Accepted for publication.

## Conférences internationales à comité de lecture

1. L. Bramerie, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, “Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on a 8 channel saturable absorber module,” in *Optical Fiber Communication Conference*, ser. Postdeadline paper, Anaheim, California, 2007, p. PDP1.
2. **Q. T. Le**, L. Bramerie, V. Roncin, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, D. Massoubre, J.-L. Oudar, A. Shen, F. Van Dijk, and G. H. Duan, “Cascadability Assessment of an All Optical 3R Regenerator based on Synchronous Modulation in a Saturable Absorber and Optical Clock Recovery,” in *European Conference on Optical Communications*, Berlin, Germany, 2007, p. Tu 4.3.5.
3. V. Roncin, **Q. T. Le**, J. Poette, S. Lobo, L. Bramerie, J.-C. Simon, D. Chevallier, C. Le Rouzic, L. Lablonde, and B. Cadier, “Passive All-Optical Clock Recovery demonstration at 42.66 Gbit/s with Bragg-gratings based Fabry-Perot Filter,” in *European Conference on Optical Communications*, vol. 3, Berlin, Germany, 2007, p. Tu 4.5.5.
4. M. Gay, L. Bramerie, H. T. Nguyen, S. Lobo, G. Aubin, **Q. T. Le**, M. Joindot, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, “Regeneration and Cascadability Assessment of a New Passive 2R Regenerator Based on a Dual-Stage Saturable Absorber gate,” in *European Conference on Optical Communications*, vol. 2, Brussels, Belgium, 2008, p. Tu4D2.
5. **Q. T. Le**, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, V. Roncin, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, J. Decobert, and G. H. Duan, “WDM Compatible 2R and 3R Regeneration base on Saturable Absorber,” in *International Workshop on Photonics and Applications*, Nha Trang, Vietnam, 2008, pp. B–38.
6. M. Ngo, V. Roncin, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Gay, L. Bramerie, J.-C. Simon, A. Shen, and G.-H. Duan, “High Performance and Polarisation-Insensitive BER Assessment of a 42.66 Gbit/s All-Optical Clock Recovery,” in *European Conference on Optical Communications*, vol. 1, Brussels, Belgium, 2008, p. Mo3C6.
7. M. N. Ngo, M. Gay, L. Bramerie, G. Girault, **Q. T. Le**, J.-C. Simon, R. Brenot, G. H. Duan, D. Reid, and L. Barry, “Characterisation of Semiconductor Optical Am-

- plifiers for All-Optical Regeneration,” in *International Workshop on Photonics and Applications*, Nha Trang, Vietnam, 2008, pp. B-35.
8. T. Nguyen, T. Chartier, L. Bramerie, M. Gay, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Joindot, and J.-C. Simon, “Utilisation of a self-phase-modulation-based compressor to overcome Brillouin backscattering and intrachannel four-wave mixing in a 2R regenerator at 42.6 Gbit/s,” in *European Conference on Optical Communications*, vol. 5, Brussels, Belgium, 2008, p. P308.
  9. D. Reid, P. Maguire, L. Barry, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Gay, L. Bramerie, M. Joindot, J.-C. Simon, D. Massoubre, J.-L. Oudar, and G. Aubin, “All-Optical Sampling in a Multiple Quantum Well Saturable Absorber,” in *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, California, 2008, p. OThG4.
  10. J.-C. Simon, M. Gay, L. Bramerie, V. Roncin, M. Joindot, T. Chartier, S. Lobo, G. Girault, **Q. T. Le**, T. N. Nguyen, and M. N. Ngo, “Long Distance Transmission Using Optical Regeneration,” in *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, California, 2008, p. OWS1.
  11. T. N. Nguyen, T. Chartier, L. Bramerie, M. Gay, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Joindot, and J.-C. Simon, “Efficiency of using a self-phase-modulation-based pulse compressor in Mamyshev regenerator for 42.6 Gbit/s RZ-33,” in *OptoElectronics and Communications Conference, OECC*, Hongkong, 2009.
  12. **Q. T. Le**, L. Bramerie, H T Nguyen, M. Gay, S. Lobo, M. Joindot, J.-L Oudar and J.-C. Simon, “Phase-Preserving Amplitude Regeneration for RZ-DPSK Signals at 42.7 Gbit/s Using Saturable Absorber,” in *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, California, 2010, p. OMT4.
  13. **Q. T. Le**, L. Bramerie, H T Nguyen, M. Gay, S. Lobo, M. Joindot, J.-L Oudar and J.-C. Simon, “Cascadability Assessment of a Microcavity-Saturable-Absorber based Phase-Preserving Amplitude Regenerator in a DPSK transmission system,” in *European Conference on Optical Communications*, Torin, Italy, 2010, accepted for oral presentation
  14. Y. Ben M’Salle, **Q. T. Le**, L. Bramerie, Q T Nguyen, E. Borgne, P. Besnard, S. LaRochelle, L. A. Rusch and J.-C. Simon, “Quantum-Dash Mode-Locked Laser Source for Wavelength-Tunable 56 Gbit/s DQPSK,” in *European Conference on Optical Communications*, Torin, Italy, 2010, accepted for oral presentation

## Conférences nationales à comité de lecture

1. **Q. T. Le**, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, “Etude de la compatibilité WDM d’un régénérateur tout-optique 2R basé

- sur un module absorbant saturable à 8 canaux,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Grenoble, France, 2007, p. P54.
2. **Q. T. Le**, L. Bramerie, V. Roncin, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, D. Massoubre, J.-L. Oudar, A. Shen, F. Van Dijk, and G. Duan, “Etude d’un régénérateur 3R basé sur de la modulation synchrone obtenue dans un absorbant saturable avec une récupération d’horloge toute optique,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Grenoble, France, 2007, p. JE6.
  3. M. Gay, L. Bramerie, H. Nguyen, S. Lobo, G. Aubin, **Q. T. Le**, M. Joindot, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, “Test de cascabilité et mise en évidence de la régénération 2R d’un nouveau dispositif passif à base d’absorbants saturables,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Lannion, France, 2008, p. A510.
  4. **Q. T. Le**, L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, M. Joindot, and J.-C. Simon, “La Boucle à Recirculation Courte : Un nouvel outil pour évaluer une ligne de transmission régénérée optiquement,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Lannion, France, 2008, p. Ma31.
  5. M. Ngo, V. Roncin, **Q. T. Le**, L. Bramerie, D. Chevallier, L. Lablonde, A. Shen, G.-H. Duan, and J.-C. Simon, “Amélioration de la qualité d’une récupération d’horloge tout-optique en utilisant un filtrage passif,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Lannion, France, 2008, p. Ma36.
  6. M. Ngo, V. Roncin, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Gay, L. Bramerie, A. Shen, G. Duan, and J.-C. Simon, “Caractérisation de dispositifs de récupération d’horloge tout-optique par la mesure de taux d’erreur binaire,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Lannion, France, 2008, p. A52.
  7. T. N. Nguyen, T. Chartier, L. Bramerie, M. Gay, **Q. T. Le**, S. Lobo, M. Joindot, and J.-C. Simon, “Réduction de l’effet Brillouin et du mélange à quatre ondes dans un régénérateur optique à base de fibres optiques non-linéaires,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Lannion, France, 2008, p. A514.
  8. **Q. T. Le**, L. Bramerie, M. Gay, S. Lobo, M. Joindot, J.-C. Simon, H. T. Nguyen, and J.-L. Oudar, “Traitement Tout-Optique d’un Signal RZ DPSK à 42,7 Gbit/s en utilisant Absorbant Saturable en Micro-cavité,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Lille, France, 2009, p. Je1.4.
  9. M. N. Ngo, **Q. T. Le**, V. Roncin, M. Gay, and J.-C. Bramerie, L. and Simon, “Étude numérique de l’impact du filtrage optique sur des propriétés régénératives d’un convertisseur de longueur d’onde interférométrique en configuration différentielle,” in *Journées Nationales d’Optique Guidée*, Lille, France, 2009, p. A10.2.

## Communications sans comité de lecture

1. **Q. T. Le**, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, "Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on a 8 channel saturable absorber module," in *ePIXnet Annual Meeting*, Valencia, Spain, 2007.

# WDM compatible 2R regeneration device based on eight-channel saturable absorber module

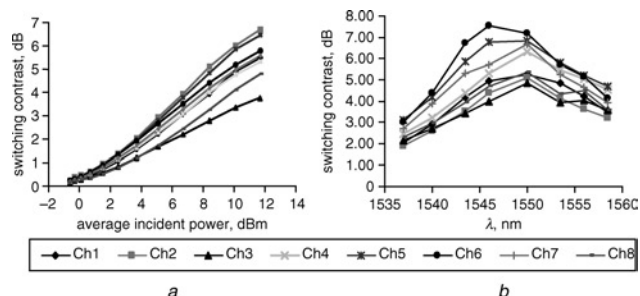
Q.T. Le, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen and J. Decobert

The first pigtailed saturable absorber chip has been implemented with eight independent fibres using a simple coupling technique. This device provides full WDM regeneration compatibility, which has been experimentally demonstrated at 42.6 Gbit/s.

**Introduction:** An all-optical regenerator could be one of the key devices for future optical networks as it allows reduction of transmission impairments and thus enhancement of transmission distance. To qualify as a viable alternative to the state-of-the-art optoelectronic regenerators, an all-optical regenerator must be easily scalable with the number of wavelength-division-multiplexing (WDM) channels. The saturable absorber (SA), which is a vertical semiconductor-based quantum-well microcavity, is of great interest for all-optical regeneration thanks to its capacity and performance. First, the SA provides an efficient and completely passive solution for noise reduction and extinction ratio enhancement at bit rates as high as 160 Gbit/s [1]; secondly, simultaneous regeneration of several WDM channels has been shown with spatial demultiplexing [2]. Moreover, some WDM compatible solutions have been developed that fully reshape the signal at 10 Gbit/s [3].

In this Letter, we assess the first pigtailed SA device with eight independent fibres. Component homogeneity and spectral functionality are evaluated through switching contrast measurements. Cascadability and wavelength tunability are experimentally studied at 42.6 Gbit/s in a recirculating loop.

**Module fabrication:** The saturable absorber chip contains seven MOCVD-grown InGaAs/InP quantum wells embedded in a microresonator. Quantum wells are located at the antinodes of intracavity intensity. The bottom mirror is a broadband high-reflectivity metallic-based mirror (Ag) and the top mirror is a multilayer dielectric mirror ( $2 \times [\text{TiO}_2/\text{SiO}_2]$ ). A heavy-ion-irradiation shortens the absorption recovery time down to 5 ps. The device operates in a reflective mode, the reflectivity being small at low signal level, and high at high signal level. More details on the device fabrication can be found in [4, 5]. A special fibre array has been developed by Yenista Optics for efficiently interfacing the saturable absorber chip to eight standard singlemode fibres with 250  $\mu\text{m}$  spacing. The fibre array is fixed to the mirror with an adhesive so that all the eight outgoing beams typically have a mode field diameter (MFD) of 4.5  $\mu\text{m}$  on the surface of the mirror. Focusing the beams onto the mirror reduces the input power threshold required for the nonlinear effect of the mirror. This compact and low-cost technique does not need any coupling optimisation.



**Fig. 1** Experimental switching contrast of SA module against mean input power and probe wavelength

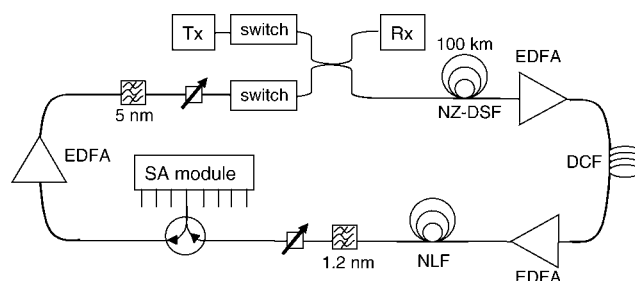
a Input power  
b Probe wavelength

**Module characterisation:** Fig. 1 shows the switching contrast of each channel against average incident power and of probe wavelength obtained with an experimental setup derived from classical pump-probe measurement [1]. The pump at 1532 nm is an RZ (33%) signal modulated at 42.6 Gbit/s with binary sequence length of  $2^{15} - 1$ .

The first experiment, shown in Fig. 1a, gives the measured switching contrast against the average incident power for each channel. The probe is delivered by a CW laser source at 1546.6 nm corresponding to the minimum reflectivity of the SA module. With a high input pump signal power level, we obtain a crossed modulation of SA absorption on the probe. The switching contrast is obtained from the measurement of the mark-space extinction ratio of the probe at the output. It corresponds to the extinction ratio enhancement in regeneration applications. For an input pump power of 12 dBm, the average switching contrast is 5.5 dB on all channels with a standard deviation of 0.9 dB. This result shows a really good homogeneity of the component.

The second experiment, shown in Fig. 1b, gives the measured switching contrast against the probe wavelength for each channel. The pump power is equal to 8 dBm. We observe a switching contrast higher than 3 dB from 1541 to 1559 nm for all channels. This shows that the module is functional over a very wideband signal spectrum, and constitutes potentially a good candidate for WDM regeneration.

**System characterisation:** The 42.6 Gbit/s transmission experiment is carried out with a 100 km-long recirculating loop (Fig. 2). Nonzero dispersion shifted fibre (NZ-DSF) is used and chromatic dispersion is partially compensated for by a dispersion compensating fibre (DCF). Losses are essentially compensated for with erbium amplification. The transmitter produces an RZ (33%) signal modulated at 42.6 Gbit/s with a  $2^{31} - 1$  bit length sequence.



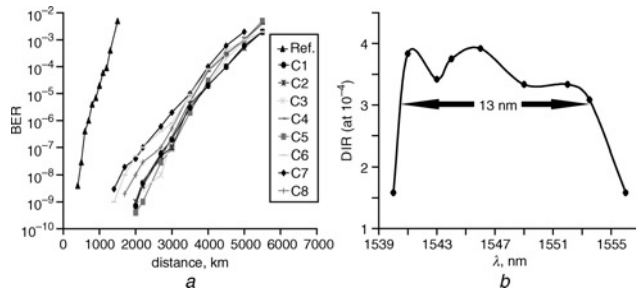
**Fig. 2** Experimental loop setup for characterisation in 2R regeneration configuration

As complete 2R regeneration with limitation on 'mark' fluctuation is not ensured by the SA alone, the regeneration requires another nonlinear function [6]. In this Letter, a fibre-based solution is used. The passive 2R regenerator consists of two stages: the first pulse compression stage comprising a nonlinear fibre (NLF) followed by an optical filter for equalisation of 'mark' levels [7], and the second stage made of the SA module for attenuation of the 'space' level. The nonlinear fibre in the pulse compression stage consists of a 1 km span of DSF (dispersion 0.1 ps nm<sup>-1</sup> km<sup>-1</sup>) and a 1 km span of standard NZ-DSF (dispersion 4.5 ps nm<sup>-1</sup> km<sup>-1</sup>). This stage requires an EDFA to ensure a high enough power (typically 18 dBm in our case) to emulate significant nonlinear effects. An optical circulator allows injecting and recovering a data signal in the SA module.

First, the impact of the 2R regeneration was studied at a signal wavelength of 1546.6 nm. Fig. 3a shows the bit error rate (BER) evolution against distance with and without the regenerator (full triangles) for a launched power of 5 dBm corresponding to the optimal propagation length. After insertion of the 2R regenerator in the loop, we observe a significant improvement of the transmission distance for each channel of the SA module. At least 4000 km are covered with a BER of  $10^{-4}$  for the worst channel. We have also investigated the regeneration behaviour with respect to the signal wavelength for channel 5 (Fig. 3b). We measured the distance improvement ratio (DIR) corresponding to the ratio of the covered distances with and without regeneration for a given BER. Results show that the DIR is better than 3 over more than 13 nm (from 1541 to 1554 nm), demonstrating experimentally the wideband behaviour of the device.

These experiments confirm the good homogeneity of the component and its functionality over a wide spectrum. In the context of a WDM configuration, it is possible to process simultaneously eight channels spaced at 100 GHz with this compact module. For the moment, the technique for 'mark' level equalisation (fibre followed by optical filter) is limited for WDM application owing to inter-channel nonlinearity. Recently, it was reported that it was possible to reduce the

inter-channel-nonlinearity-suppressing dispersion map enabled by periodic group-delay devices [8]. Moreover, a new design of the same type of nonlinear microcavity device should make it possible to reduce 'mark' level fluctuations on several channels simultaneously without the fibre compression stage [9].



**Fig. 3** BER evolution against distance without and with SA module DIR (at  $BER = 10^{-4}$ ) evolution against signal wavelength for channel 5

a BER evolution against distance

b BER evolution against signal wavelength

**Conclusions:** We have reported for the first time the WDM compatibility of a simple, compact and completely passive eight-channel 2R regenerator module based on a saturable absorber. SA module average switching contrast is 5.5 dB on all channels and a switching contrast higher than 3 dB is attainable over 18 nm. We have also shown a distance improvement ratio (at BER of  $10^{-4}$ ) of at least 3.3 in a 100 km regeneration span in a recirculating loop. Finally, we have demonstrated a distance improvement ratio greater than 3 over 13 nm. This module is fully compatible with photonic integration, which could allow for a compact and low-cost WDM 2R regeneration.

**Acknowledgments:** This work has been carried out in the framework of the national project ASTERIX supported by the French Government. The authors thank the Region Bretagne and the European Union for their supports.

© The Institution of Engineering and Technology 2007

25 September 2007

Electronics Letters online no: 20072745

doi: 10.1049/el:20072745

Q.T. Le, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot and J.-C. Simon (Persyst Platform, CNRS UMR Foton 6082, ENSSAT/Université de Rennes 1, 6 rue Kerampont, Lannion 22300, France)

E-mail: quang-trung.le@enssat.fr

A. Poudoulec, M. Van der Keur and C. Devemy (Yenista Optics, 4 rue Louis de Broglie BP 80429, Lannion Cedex 22304, France)

D. Massoubre, J.-L. Oudar and G. Aubin (LPN-CNRS, Route de Nozay, F-91460 Marcoussis, France)

A. Shen and J. Decobert (Alcatel Thales III-VLab, Route Départementale 128, 91767 Palaiseau, France)

## References

- 1 Gicquel-Guezo, M., *et al.*: '290 fs switching time of Fe-doped quantum well saturable absorbers in a microcavity in 1.55  $\mu\text{m}$  range', *Appl. Phys. Lett.*, 2004, **85**, (24), pp. 5926–5929
- 2 Shen, A., *et al.*: '4-channel saturable absorber module for high bit-rate regenerated WDM transmission'. ECOC 2002, Tu 5.4.5
- 3 Gay, M., *et al.*: 'Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on saturable absorber and semiconductor optical amplifier'. OFC 2006, OThB1
- 4 Massoubre, D., *et al.*: 'Scaling of the switching energy in microcavity saturable absorber devices', *Appl. Phys. Lett.*, 2006, **88**, p. 153513
- 5 Massoubre, D., *et al.*: 'All-optical extinction ratio enhancement of a 160 GHz pulse train using a saturable absorber vertical microcavity', *Opt. Lett.*, 2006, **31**, p. 537
- 6 Burr, E., *et al.*: 'Signal stability in periodically amplified fiber transmission systems using multiple quantum well saturable absorbers for regeneration', *J. Lightwave Technol.*, 2006, **24**, (2), pp. 747–754
- 7 Rouvillain, D., *et al.*: 'Optical 2R regenerator based on passive saturable absorber at 40 Gbit/s for WDM long haul transmissions', *Electron. Lett.*, 2002, **38**, (19), pp. 1113–1114
- 8 Vasilyev, M., *et al.*: 'Fiber-based all-optical 2R regeneration of multiple WDM channels'. OFC2005, OME62
- 9 Trung Nguyen, H., *et al.*: 'New passive all-optical semiconductor device for bit-1 level noise reduction'. CLEO Europe IQEC2007, CI3-E-TUE

# Noise Tolerance Assessment and System Design Discussion of a Saturable Absorption based All-Optical 2R Regenerator

Quang Trung Le, Laurent Bramerie, Mathilde Gay, Gwenaëlle Girault, Michel Joindot, and Jean Claude Simon

**Abstract**—This paper presents the cascability assessment and the noise tolerance characterization of an all-optical 2R regenerator based on saturable absorption and nonlinear effects in fibre. The impact of optical signal to noise ratio (OSNR) on the 2R regenerator performance is shown, and a regenerator characterization technique that can be used for system design and engineering is discussed.

**Index Terms**—All-optical regeneration, cascability, recirculating loop, noise tolerance

## I. INTRODUCTION

All-optical regenerators are considered as key devices for signal processing of next generation as they could be an alternative way to electronic devices in high-capacity optical core networks. In order to characterize devices for all-optical regeneration, the time response and the transfer function are generally displayed in the literature. As regenerators are based on different physical processes, several characteristic parameters are measured such as switching contrast for saturable absorbers (SA) or gain compression for semiconductor optical amplifiers (SOA). As regards to system environment tests, two main characterizations are generally proposed to assess regenerator efficiencies: the first technique is Q factor or receiver sensitivity measurement in a back to back configuration and the second one is performance evaluation via a recirculating loop [1].

On the one hand, the assessment in a back-to-back configuration is simpler to implement. This method consists in placing the regenerator under test between the transmitter and the receiver, and comparing the measured signal quality factors in the cases with and without regenerator. However, this technique is still ambiguous: We know that a regenerator cannot improve the bit error rate (BER) but redistributes the probability density of intensity noise. The Q factor extrapolation [2] is therefore impractical because the noise is not Gaussian [3]. Consequently, this technique can give qualitative information on signal eye opening and sensitivity margin brought by regenerators, but cannot ensure the device functionality in a transmission network where several regenerators are cascaded.

On the other hand, the transmission characterization with a long recirculating loop (with 100 km of transmission fibre or longer) allows assessing the cascability and the real efficiency of a regenerator in a system environment. However, this technique is complex to implement, as the best transmission performance is always difficult to obtain due to the influences of several physical phenomena which appear in a long fibre span such as nonlinear effects, chromatic dispersion, and polarization mode dispersion (PMD), etc.

Otherwise, the two techniques are necessary for regenerator functionality characterization but are not really suitable for experimental test of a realistic long-haul optical communication link (typically 1000 km of transmission between regenerators and including only a small number of regenerators).

In this paper, we discuss on the tolerance to amplitude noise of an all-optical regenerator via an alternative technique of characterization that we called "short recirculating loop" (SRL). A SRL of ten km or so of transmission fibre (sufficient fibre length for BER measurement in burst mode) is a good compromise, which enables to validate the functionality performance of an optical regenerator. It specially allows evaluating its cascability, its tolerance to noise and timing jitter accumulation and gives a good assessment of its regenerative capabilities. Finally, we show the Optical Signal to Noise Ratio (OSNR) budget obtained with the regenerator, which enables to anticipate the engineering rules to design optical regenerated links, completing the approach described in reference [4].

## II. EXPERIMENTAL SCHEME

The experimental setup of the SRL is shown in Fig. 1. The recirculating loop is composed of the transmitter Tx, the transmission loop and the receiver Rx. The transmitter Tx generates a 42.6 Gbit/s, 33% duty cycle, RZ optical signal, at 1547 nm, with a PRBS of  $2^{31} - 1$  bits. The transmission loop consists of 10 km span of Dispersion Shifted Fibre (DSF) with the zero dispersion located nearby the working wavelength (no dispersion compensating module is needed). The launched signal power into the 10 km span of DSF is -5 dBm, which is small enough to avoid the penalties due to nonlinear effects.

The Amplified Spontaneous Emission (ASE) source followed by a 3 nm optical band pass filter allows modifying the OSNR at the input of the regenerator. In this short loop where the signal does not suffer distortion, the number of amplification spans between regenerators can then be simulated by adjusting the OSNR in front of the regenerator. If we fix

Manuscript received October 10, 2008. This research was supported by Ministère de finance et de l'industrie, Bretagne region and European Union under the framework of French national project Asterix.

The authors are with FOTON-CNRS, UMR 6082, ENSSAT / Université de Rennes 1, BP 80518, 6 rue de Kerampont, 22305 Lannion, France (email: quang-trung.le@enssat.fr).

Copyright (c) 2008 IEEE. Personal use of this material is permitted.



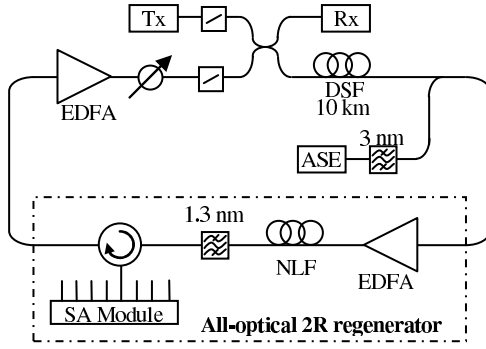


Fig. 1. Scheme of the 10 km recirculating loop with a saturable absorber based all-optical 2R regenerator.

the amplification span, the OSNR after  $N$  identical spans of amplification (where we should place a regenerator) can be determined via the relationship [5] below:

$$OSNR_{dB}(N) = OSNR_{dB}(1) - 10\log_{10}(N) \quad (1)$$

where  $OSNR_{dB}(1)$  is the OSNR after the first span; and the noise introduced inside the recirculating loop is supposed to be much more important than the Tx noise. Consequently, a 3 dB diminution of initial OSNR corresponds to doubling the number of amplification span between two regenerators. For instance, an initial OSNR of 20 dB in the SRL is approximately equivalent to the OSNR after 100 km of transmission with Erbium amplification, a launched power of 5 dBm and with a stage of chromatic dispersion compensation as reported in [6]. According to equation 1, an initial OSNR of 17 dB in the SRL corresponds to doubling the span length.

In this work, we use the saturable absorber (SA) based all-optical 2R regenerator, which was studied in [6], [7]. An SA is a nonlinear mirror, which consists of several multi quantum wells embedded in a microcavity. This device exhibits its functionality such that its reflectance increases in response to high optical powers. In consequence, this nonlinearity suppresses the amplitude noise at low power levels and thus enhances the signal extinction ratio. Fig. 2 presents the reflectivity of the SA used versus input average power (the input signal is issued from the transmitter described above). In the recirculating loop experiment, we fix the SA input power at 10 dBm, which allows about 3 dB of extinction ratio enhancement, with 11 dB injection loss. The device is fully passive, which requires neither Peltier cooler nor bias voltage.

However, as the SA does not give any improvement on high power levels, a complementary function to the SA's operation, called "power stabilization", is required for completing a 2R regeneration function. A fibre-based solution is used here [8]. This stage requires an EDFA to ensure a high enough power (18 dBm in our case) to emulate significant nonlinear effects.

### III. FUNCTIONALITY EFFICIENCY CHARACTERIZATIONS VIA A SHORT RECIRCULATING LOOP.

Firstly, we assess the regenerator cascability independently from the transmission effects. This kind of study is the first step in system test for opto-electronic devices devoted

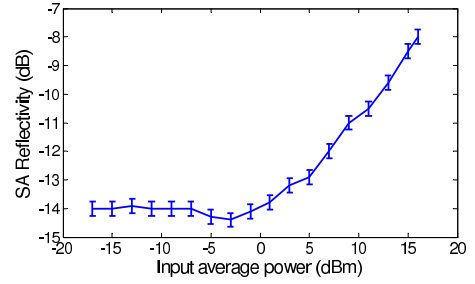


Fig. 2. Response of saturable absorber's reflectivity to increase of input average power from a RZ 33% 42.6 Gbit/s transmitter at 1547 nm.

to in-line signal processing. Fig. 3 presents the BER versus number of laps in the cases with (2R) and without (reference) regenerator for different OSNRs at the first lap ( $OSNR_{1st}$ ), and also the results obtained with a long recirculating loop (LRL). We can observe that the lap number is considerably enhanced when the 2R regenerator is introduced. For example, at a BER of  $10^{-8}$  and for an  $OSNR_{1st}$  of 18.5 dB, it can be doubled. The efficiency of the device in a cascade configuration is thus demonstrated.

These measurements give important results about the device, because the main role of a regenerator is to reduce amplitude noise. To take a comparison with the results obtained via a LRL, similar experiments were implemented in [6] with an OSNR of 20 dB at the first lap. As we can see in the Fig. 3, curves without 2R of the 100 km LRL and the SRL with an OSNR of 20 dB are about the same, which means that in the LRL all propagation effects except the amplitude noise are negligible as the distance is still small. In the cases with regeneration, the tested 2R device has comparable performance in SRL and in LRL at BER of  $10^{-8}$  and  $10^{-9}$ . However, at higher BER,  $10^{-4}$  for example, the performance of the 2R regeneration is much different. This could be explained by the fact that with the LRL, several physical phenomena (residual chromatic dispersion and nonlinear effects) lead to a quicker degradation of the BER with the number of laps, whereas with the SRL, only the amplitude noise is involved. Nevertheless, such a number of laps (required to obtain a BER of  $10^{-4}$ ) is not necessarily useful, therefore, studies around the BER of  $10^{-8}$  with a realistic number of laps will be privileged in this work.

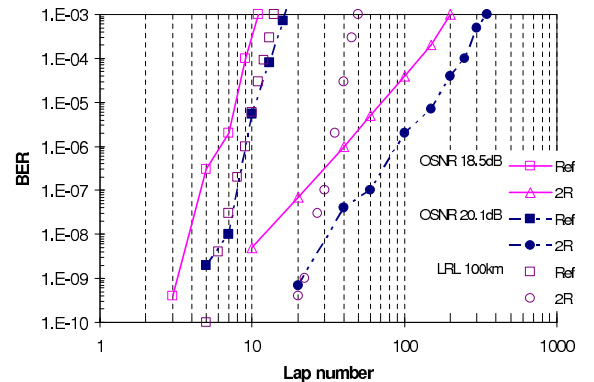


Fig. 3. BER versus lap number with different initial OSNRs and comparison with the results via long recirculating loop.



Then, we investigate the tolerance of the regenerator to noise accumulation. For that purpose, we use a parameter called "noise tolerance assessment" (NTA) defined as the ratio of the reachable lap numbers with and without regeneration at a given BER. Fig. 4 depicts the NTA evolution versus the  $\text{OSNR}_{1st}$  at BER of  $10^{-8}$ .

This figure shows a high tolerance of the tested all-optical 2R regenerator to amplitude noise accumulation. The obtained NTA is indeed always larger than 1 even though the  $\text{OSNR}_{1st}$  is very low ( $< 16$  dB meaning more than two spans of 100 km in [6]). Moreover, a NTA higher than 4 is obtained with an  $\text{OSNR}_{1st}$  of 20 dB at a BER of  $10^{-8}$ , which shows good noise reduction capability of the regenerator.

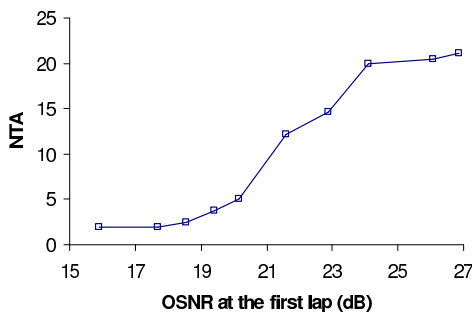


Fig. 4. Noise tolerance assessment at BER of  $10^{-8}$  versus initial OSNR.

Finally, this SRL based technique is a good tool to design the regenerated link, evaluating the OSNR margin brought by the introduction of the 2R regenerator. For this purpose, we plot the performed number of laps versus  $\text{OSNR}_{1st}$  at the given BER of  $10^{-8}$ . Fig. 5 presents the obtained experimental curves for the cases without (square) and with regeneration (circle). Thanks to this kind of graph, it is possible to assess the OSNR margin brought by the regenerator by comparing the curves obtained with and without regeneration for a given number of laps (horizontal reading). Let us consider for example, 7 laps and an  $\text{OSNR}_{1st}$  of 20.1 dB without regeneration, which corresponds typically to 7 amplification spans of 100 km in long-haul system. If we compare this OSNR to the one corresponding at the same distance but with the insertion of a regenerator at each 100 km, a 2.2 dB difference (double arrow) is shown. This means that the insertion of the regenerators allow a tolerance of 2.2 dB on the OSNR degradation (due to the decrease of inline power or excess losses by span) of each lap to achieve the original BER of  $10^{-8}$  again. Moreover, as the  $\text{OSNR}_{1st}$  could be downgraded to 17.9 dB to have the same BER, this system margin can be used to increase the span between regenerators while keeping the same lap number and consequently increasing the distance.

Furthermore, considering each OSNR value (vertical reading) and a targeted BER, this approach gives the NTA for each OSNR as depicted in Fig. 4. Hence, it estimates the link reach enhancement.

Consequently, the curves presented in Fig. 5 allow defining, if we consider only intensity noise degradation in the system, the OSNR margin brought by the regenerator and also the Noise Tolerance Assessment. This characterization will enable to anticipate the engineering rules to design optical regenerated

links.

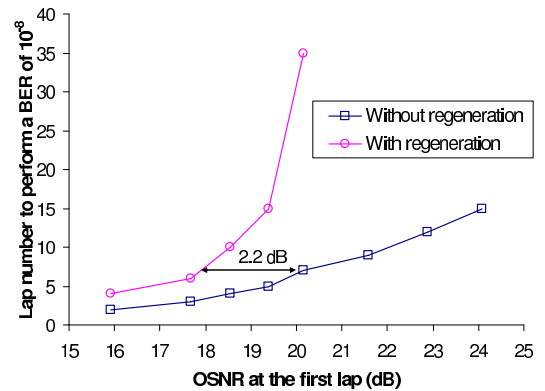


Fig. 5. Lap number to perform BER of  $10^{-8}$  without and with regeneration.

#### IV. CONCLUSION

In summary, we have presented the noise tolerance assessment and the system margins brought by a 2R regenerator based on a saturable absorber followed by a nonlinear fibre and a filter. These measurements are obtained from an experimental technique called "short recirculating loop" and can be directly used in system design and budgeting. However, apart from the advantages given by the short loop, the final validation of device's functionality as a regenerator in the presence of all the physical phenomena of the practice such as nonlinear effects, PMD, etc. have to be performed via a long recirculation loop.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors of this paper would like to thank all the partners of the project Asterix who have contributed to the fabrication of the saturable absorber module.

#### REFERENCES

- [1] G. Raybon, Y. Su, J. Leuthold, R. Essiambre, T. Her, C. Joergensen, P. Steinvurzel, and K. Feder, "40 Gbit/s pseudo-linear transmission over one million kilometers," *Optical Fiber Communication Conference*, 2002.
- [2] N. Bergano, F. Kerfoot, and C. Davidson, "Margin measurements in optical amplifier system," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, no. 3, pp. 304–306, 1993.
- [3] M. Gay, L. Bramerie, J. Simon, V. Roncin, G. Girault, M. Joindot, B. Clouet, S. Lobo, F. Fève, and T. Chartier, "2R and 3R optical regeneration: from device to system characterization," *European Conference on Optical Communications*, p. Tu 1.3.1, 2006.
- [4] B. Charbonnier, N. ElDahdah, and M. Joindot, "OSNR Margin Brought by Nonlinear Regenerators in Optical Communication Links," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 475–477, 2006.
- [5] I. Kaminow and T. Koch, *Optical Fiber Telecommunications III-B*. Academic Press, 1997.
- [6] L. Bramerie, Q. T. Le, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, "Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on a 8 channel saturable absorber module," *Optical Fiber Communication Conference*, p. Postdeadline paper PDP1, 2007.
- [7] Q. T. Le, L. Bramerie, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J. Simon, A. Poudoulec, M. Van Der Keur, C. Devemy, D. Massoubre *et al.*, "WDM compatible 2R regeneration device based on eight-channel saturable absorber module," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 23, 2007.
- [8] D. Rouvillain, P. Brindel, E. Segueineau, L. Pierre, O. Leclerc, H. Choumane, G. Aubin, and J.-L. Oudar, "Optical 2R regenerator based on passive saturable absorber for 40Gbit/s WDM long-haul transmissions," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 19, pp. 1113–1114, 2002.



## All-optical 2R regeneration using passive saturable absorption

Quang Trung Le<sup>a,\*</sup>, Arthur O'Hare<sup>b</sup>, Nguyen Hoang Trung<sup>c</sup>, Laurent Bramerie<sup>a</sup>, Mathilde Gay<sup>a</sup>, Guy Aubin<sup>c</sup>, Hary Ramanitra<sup>a</sup>, Michel Joindot<sup>a</sup>, Jean-Louis Oudar<sup>c</sup>, Jean-Claude Simon<sup>a</sup>

<sup>a</sup> FOTON-CNRS, ENSSAT Université de Rennes 1, 6 Rue de Kerampont, 22305 Lannion, France

<sup>b</sup> School of Physics, Dublin Institute of Technology, Dublin, Ireland

<sup>c</sup> LPN-CNRS, Route de Nozay, F-91460 Marcourssis, France

### ARTICLE INFO

#### Article history:

Received 7 January 2009

Received in revised form 3 April 2009

Accepted 3 April 2009

#### Keywords:

All-optical regeneration

Optical communications

Saturable absorption

Semiconductor nonlinear optics

### ABSTRACT

This paper reports on the regenerative properties and efficiency of an all-optical 2R regenerator based on a tandem of saturable absorber (SA) chips. A new SA structure allowing mark level equalization, which is a complement to the function of extinction ratio enhancement of the classical SA structure, is described. The experimental results at 42.6 Gbit/s show that amplitude fluctuations on both low and high power levels are significantly reduced with the SA tandem regenerator, and the system margin improvements in terms of receiver sensitivity and Q factor are obtained.

© 2009 Elsevier B.V. All rights reserved.

## 1. Introduction

With the increase in capacity and bit rate of optical WDM communication systems, the interest of all-optical regeneration has become clear. 2R regeneration requires the reduction of amplitude fluctuations (noise) on both marks and spaces of the optical data signal, and a number of all-optical techniques to achieve this have been proposed [1]. To be useful for optical fiber communication systems, such an optical 2R device needs to be compatible with both high bit rate operation and with WDM technique. The interest and efficiency of saturable absorption for all-optical regeneration has been largely demonstrated. The first 8-channel saturable absorber (SA) module has been fabricated and characterized, and the device showed a good compatibility with WDM application [2]. However, as described in Ref. [3], the role played by a SA is to suppress the amplitude noise at low power levels and thus to enhance the extinction ratio of the signal but without giving any improvement on high power levels. This structure will be named as “SA.0” from now [4]. Therefore, to have a complete 2R regeneration function, a function complementary to the SA.0's operation, that is to say, equalization of the mark amplitude fluctuations, must be used. For this purpose, several techniques have been proposed. Among them, the reported fiber-based technique [5] as a power limiter presents difficulties for implementation in a WDM system, while the SOA-based technique is limited by the recovery

time of the SOA [6]. A new SA structure, based on the same technology as the SA.0, but with some modifications in the cavity parameters, showed promising power limiting or amplitude fluctuation reduction capacity and we name it “SA.1” [7,9]. Most recently, the regeneration and cascability of a dual-stage SA.0–SA.1 has been assessed for the first time and has shown good results [8].

In this paper, we report on the regenerative properties of a tandem consisting of a SA.0 followed by a SA.1. This work generalizes and completes the work published in [8]. The regenerator arrangement with optimal parameters is described and the capacity of the regenerator for noise suppression and Q factor enhancement, as well as the obtainable sensitivity margin at 42.6 Gbit/s, are presented and discussed.

The paper is organized as follows. Section 2 briefly introduces the new SA.1 structure that provides the power stabilization function. Section 3 shows static and dynamic characterizations of SA.0 and SA.1 chips. The regeneration efficiency and optimal parameters are presented in Section 4 while Section 5 is devoted to the system margin brought by the regenerator, which is quantified by Q factor and BER measurements.

## 2. Module structure

The structure of the SA.0 used in this paper is similar to that of the device used in [2]. The SA.1 is based on the same structure, but with some parameter modifications to obtain the complementary function with the SA.0. We will not detail again here the SA.0

\* Corresponding author. Tel.: +33 296469177.

E-mail addresses: [quang-trung.le@enssat.fr](mailto:quang-trung.le@enssat.fr), [le@enssat.fr](mailto:le@enssat.fr) (Q.T. Le).

structure. Meanwhile, the principle of parameter modifications in the SA.1 structure will be briefly described.

The SA structure consists of several multi-quantum wells (QWs) embedded in a microcavity. At the resonance wavelength, the cavity reflection at normal incidence can be expressed as [9]

$$R_{cav} = \left( \frac{\sqrt{R_f} - \sqrt{R_b^{eff}}}{1 - \sqrt{R_f R_b^{eff}}} \right)^2 \quad (1)$$

$$R_b^{eff} = R_b e^{-2\eta N \Gamma}$$

where  $R_f$  and  $R_b$  are reflectivities of front and back mirror respectively,  $R_b^{eff}$  is the effective back mirror reflectivity accounting for the presence of QWs,  $\eta$  is the single pass absorption per QW,  $N$  is the number of QWs, and  $\Gamma$  is the longitudinal confinement factor. We note that when the incident power increases, the absorbing layers become more transparent ( $\eta$  decreases) which induces the increase of  $R_b^{eff}$ . Eq. (1) shows that if  $R_b^{eff} > R_f$ , we have an “increasing” curve of reflectance versus incident power, which is obtained with the usual SA.0 design. On the other hand, the SA.1’s mirror parameters are modified to obtain  $R_b^{eff} < R_f$  (Fig. 1). As a result, the device reflectance decreases when the incident power increases, giving a power stabilization function.

The used SA.1 is composed of  $7 \times (\text{InGaAs}/\text{InAlAs})$  multi-quantum wells, grown by metal-organic vapor-phase epitaxy on an InP substrate and embedded in a microcavity. The QWs are suitably located at the antinodes of the intracavity intensity. In order to reduce the carrier lifetime, the QWs are irradiated by 12 MeV  $\text{Ni}^{6+}$  ions with a dose of  $4 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ . Ten megahertz pump-probe measurements at 1548 nm showed a response time of 3.4 ps. The back mirror is made by the deposition of a silver layer (with a calculated reflectivity of 0.945), while three pairs of  $(\text{ZnS}/\text{YF}_3 : \lambda/4 : \lambda/4)$  are deposited as a top mirror with 0.88 reflectivity. The sample is mounted on a Si substrate by Au–In bonding, to improve heat dissipation and thus to limit thermo-optic effects. Table 1 summarizes the parameters of the SA.0 and SA.1 used in this paper.

### 3. Module characterization

#### 3.1. Static characterization

Fig. 2 represents the reflectivity spectra of SA.0 (solid line) and SA.1 (dash line), obtained when an Amplified Spontaneous Emission (ASE) source with low power is injected to the SAs input.

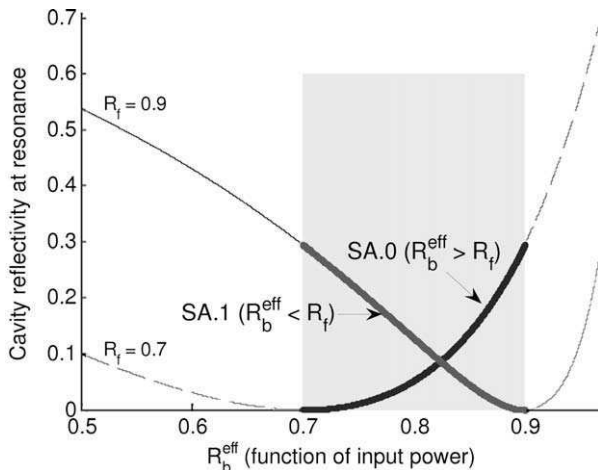


Fig. 1. Cavity power reflectivity at the resonance for the cases of SA.0 design (dash line) and SA.1 design (solid line) (Numerical results).

Table 1

Parameters of the SA.0 and SA.1 used.

Parameters	SA.0	SA.1
QW	$7 \times (\text{InGaAs}/\text{InP})$	$7 \times (\text{InGaAs}/\text{InAlAs})$
Substrate	InP	InP
Irradiation	12 MeV $\text{Ni}^{6+}$ ( $10^{-12} \text{ cm}^{-2}$ )	12 MeV $\text{Ni}^{6+}$ ( $4.10^{-11} \text{ cm}^{-2}$ )
Front mirror	$2 \times [\text{TiO}_2/\text{SiO}_2]$	$3 \times [\text{ZnS}/\text{YF}_3]$
$R_f$	0.78	0.88
Back mirror	Ag	Ag
$R_b$	0.945	0.945
Recovery time	1.5 ps	3.4 ps

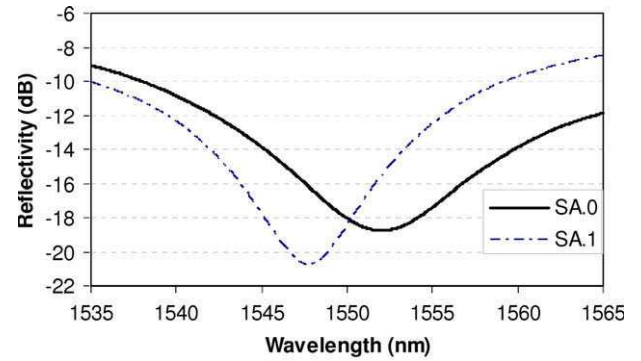


Fig. 2. Measured reflectivity spectra of the SA.0 and SA.1 devices.

At a first glance, the depth of the reflection dip is greater in the case of a SA.1 than in the case of a SA.0. We can also observe that the SA.0 has a resonance wavelength of 1552 nm and a 3 dB bandwidth of 9.5 nm while the SA.1, on the other hand, has a resonance wavelength of 1548 nm and a narrower 3 dB bandwidth of 5.5 nm, as a result of the high reflectivity of the mirrors. As the resonance wavelength and reflectivity bandwidth of the two structures are different, a compromise on the working wavelength has to be found to obtain good performance with the tandem.

#### 3.2. Dynamic characterization

A 42.6 Gbit/s pump-probe experiment is performed using each of these saturable absorbers (Fig. 3). The pump signal is a standard RZ 33% signal centered at 1537 nm with a  $2^7-1$  bits pseudorandom binary sequence (PRBS). The probe is obtained from a continuous wave laser at 1546.5 nm. Both signals are injected onto the SA non-linear mirror and recovered via an optical circulator (OC). The residual pump power is rejected by an optical band-pass filter (OBF) while the probe signal, which is modulated by cross absorption modulation in the resonating cavity, is transmitted to the measurement apparatus.

The switching contrast (expressed in dB), defined as the ratio of the reflected probe signals from the high and low power levels, has

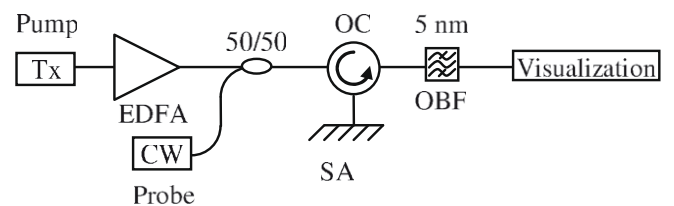


Fig. 3. Pump-probe measurement.

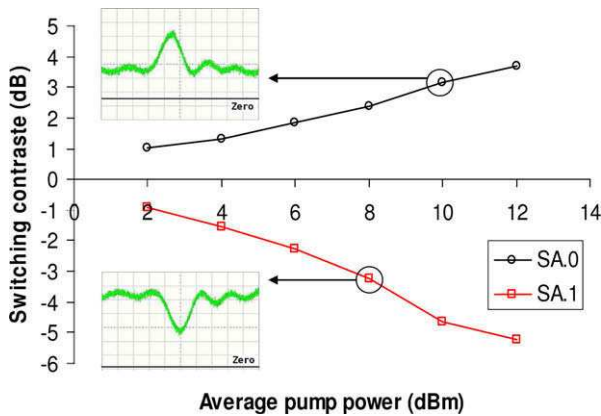


Fig. 4. Switching contrast measurement at 42.6 Gbit/s, and illustration of the probe at the output when the obtained contrast is about 3 dB for SA.0 and –3 dB for SA.1.

been measured versus the average input pump power for the two SAs. The results are depicted in Fig. 4.

Fig. 4 shows a positive contrast for the SA.0, a negative contrast for the SA.1 and an illustration of the probe visualization at the corresponding operating points. In the case of a SA.0, a positive contrast means high reflectivity for high power levels and low reflectivity for low power levels, leading to an improvement of the extinction ratio. The SA.1 has, on the other hand, a negative contrast, which means a greater attenuation for higher power levels. As a consequence, it can act as a dynamic limiter to reduce the amplitude noise on high power levels. We measured a maximum absolute contrast of 5.2 dB for the SA.1 with an input mean power of 12 dBm and a maximum contrast of 3.7 dB for the SA.0 at the same input mean power.

### 3.3. Transfer functions

We have then investigated the transfer function of these SAs. The transfer function is defined as the output power versus the input power. Fig. 5 displays the average output power and the deduced device's reflectance versus the average input power for the SA.0 (a) and for the SA.1 (b). The signal is a standard RZ 33% signal centered at 1546.7 nm with a  $2^7-1$  bits PRBS. For the case of SA.0, the device exhibits its functionality such that its reflectance increases in response to high optical powers (above 1 mW). In consequence, this nonlinearity enhances the signal extinction ratio. On the contrary, the SA.1 reflectance decreases with input power increase. The relative amplitude fluctuations at the output could be reduced by about 50% in a large input power range from 2 mW to 20 mW, providing significant amplitude stabilization on the output signal.

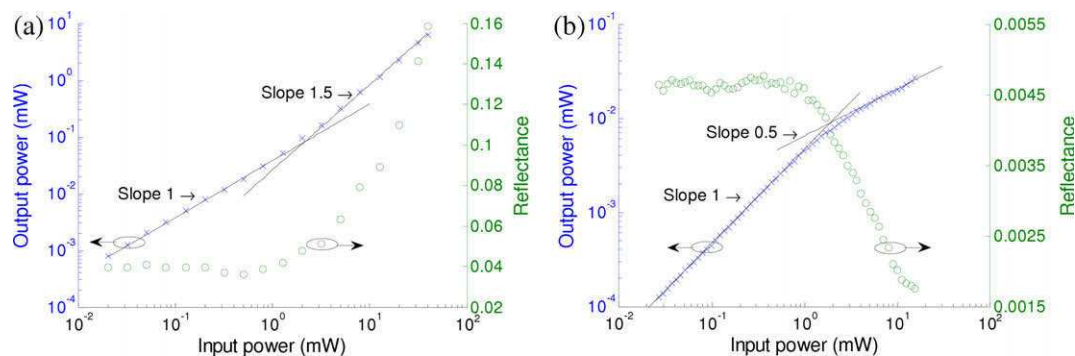


Fig. 5. Experimental input–output power transfer functions and reflectances of the investigated devices.

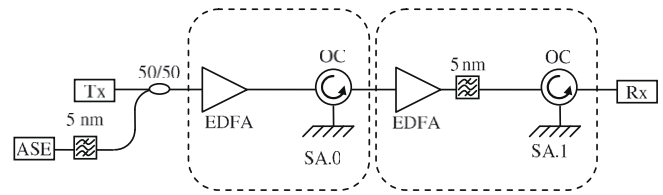


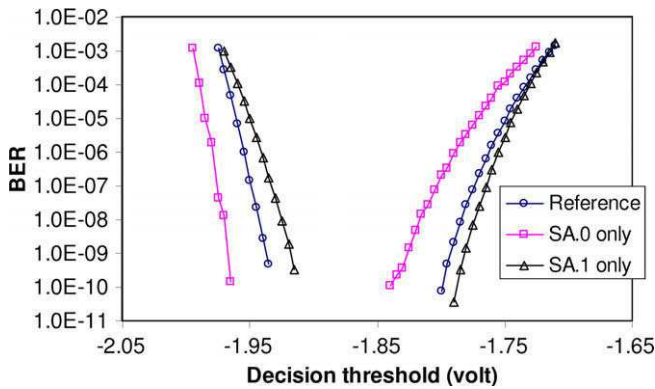
Fig. 6. Regenerator structure and experimental setup.

## 4. 2R characteristic function efficiency

The experimental setup for our 2R regenerator is presented in Fig. 6. This is used to characterize the 2R regenerator based on a tandem of SA.0 and SA.1 using a noisy input signal. The transmitter (Tx) delivers a 42.6 Gbit/s RZ 33% signal at 1546.5 nm with a  $2^{31}-1$  bits PRBS. Noise produced by an amplified quasi-white light source (ASE) is added through a 50/50 optical coupler. A 5 nm bandwidth optical filter limits the noise spectrum around the working wavelength. In order to inject a large enough signal power into the SAs, the signal is boosted by EDFAs before being sent to the SAs via optical circulators (OC). The tandem, as used, has the SA.0 in the first or input position and the SA.1 placed after this. The optimal device order for the tandem system will be discussed in the next subsection. The optimal power levels were found to be 12 dBm at the SA.0 input and 8 dBm at the input of the SA.1.

In order to assess how the all-optical 2R changes the noise distribution on the marks and spaces, we first studied the evolution of the BER versus the position of the decision threshold in the electrical receiver. The BER curve provides indeed a direct insight into the noise statistics. The steepness of the flank is representative of intensity fluctuations: the steeper the flank is, the less amplitude noise there is. In the condition of the same average optical powers at the input of preamplifier of the Rx and on photodiode, these curves could allow comparing the noise distribution of the signal in the cases with 2R and without 2R. Fig. 7 depicts the results for an optical signal to noise ratio (OSNR) of 16.7 dB (measured over 1 nm). To begin with, it was carried out without regeneration (circles), to give a reference. Then, using only the SA.0, we measured a BER curve (squares), which had better noise statistics for the spaces but a degradation for the marks. On the other hand, when operating with only the SA.1 (triangles), the flank is steeper on the marks level, while the statistics on the spaces are degraded, as the SA.1 degrades the extinction ratio. Finally, when the SA.0 and SA.1 tandem is used, a significant improvement on both space and mark levels can be observed (Fig. 8a). In Fig. 8b, we also report the eye diagrams with and without regeneration, as obtained with an optical sampling oscilloscope (resolution of 1 ps) and for the same signal input power. While the presence of noise and the





**Fig. 7.** BER curves versus decision threshold: without regeneration (circles), with the SA.0 only (squares) and with the SA.1 only (triangles), all at an OSNR of 16.7 dB.

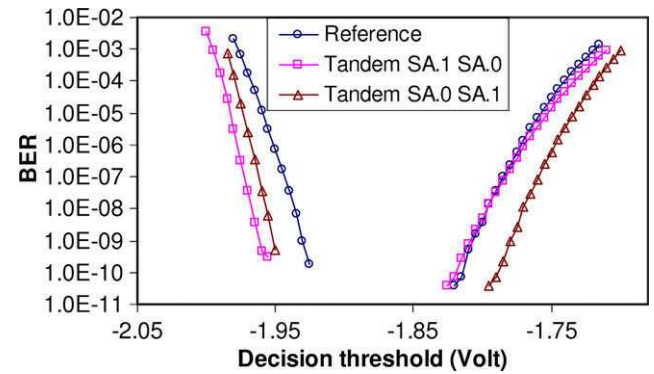
observation of noise distribution improvement are not evident here, we do notice that the tandem regeneration function does not distort the RZ pulse shape. Indeed, the improvement of noise distribution is not really noticeable on eye diagram after one passage, but can be clearly observed after 10 cascades of this regenerator [8].

We then investigate the optimal position for the two SAs in the tandem. Fig. 9 shows the BER versus decision threshold at the receiver when the SA.1 is either in the 1st or the 2nd position, compared to the case without SAs (denoted as the reference). The case with the SA.1 in the 2nd position leads to a better noise reduction than the other configuration. When the SA.1 is in the 1st place indeed, a considerable improvement of the noise statistics is obtained on space levels, but the mark levels are not better than the reference. A final extinction ratio enhancement is still achieved. Meanwhile, the SA.1 does not accomplish its mark level equalization function. This could be explained by the fact that when the SA.1 is in the 1st position, its noise reduction performance is partly destroyed by the second amplifier which follows. Consequently, from now on we consider only the tandem configuration of SA.0 followed by SA.1, which gives promising 2R regeneration performance.

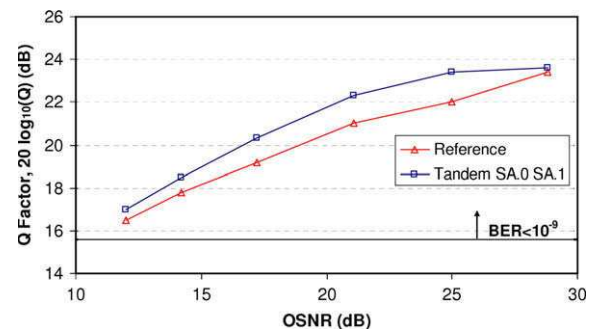
## 5. System margin brought by SA based 2R regenerator

### 5.1. Q factor enhancement investigation

We then study the impact of the optical signal to noise ratio (OSNR) on the regeneration performance of the tandem. The signal quality is evaluated in terms of the standard Q factor [10] extracted

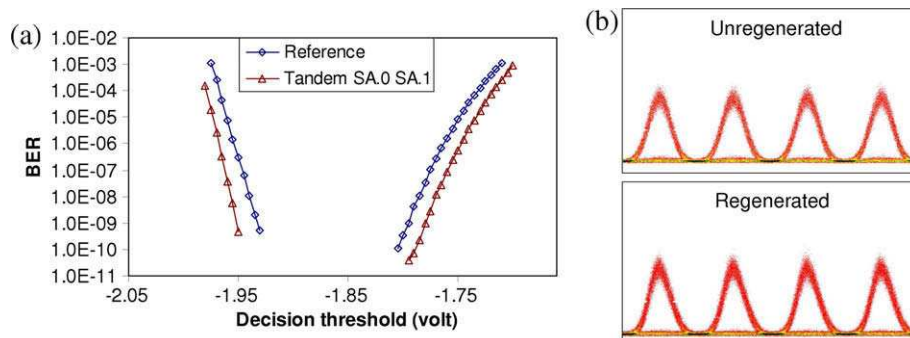


**Fig. 9.** BER curves versus decision threshold without regeneration (circles), with tandem SA.1 SA.0 (squares) and with tandem SA.0 SA.1 (triangles), all at OSNR of 16.7 dB.



**Fig. 10.** Q factors versus OSNR over 1 nm in the cases with and without regeneration.

from the measurements shown in Fig. 8a. Note that the Q factor is used here as a measure of the quality of the signal eye, and cannot be related to the BER as in the Gaussian noise case. Indeed, in systems employing optical devices with a nonlinear response, the power probability density function deviates substantially from a Gaussian one, and thus, BER predictions based on the Q factor method fail [11]. Fig. 10 depicts the Q factor as a function of OSNR with regeneration (by a SA tandem) and without regeneration (reference), while the Q factor enhancement, defined as the ratio (in dB) between the cases of with 2R and without 2R, is plotted in Fig. 11. The signal powers at the input of the receiver system and at the input of the photodiode are kept constant to ensure the same sensitivity condition in both cases. The obtained results show a global Q factor improvement for all available values of OSNR. A maximum Q factor enhancement of 1.4 dB is obtained at OSNR of



**Fig. 8.** (a) BER curves versus decision threshold; without regeneration (circles) and with the SA.0 SA.1 tandem (triangles) at OSNR of 16.7 dB. (b) Eye diagram with and without regeneration at 16.7 dB OSNR.

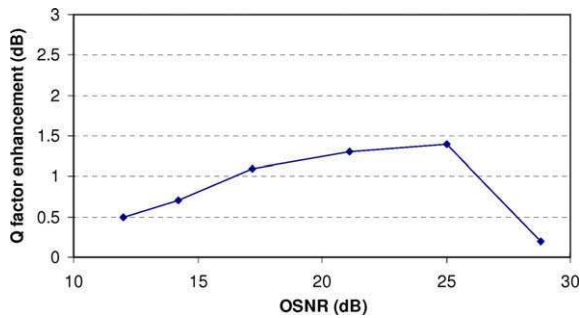


Fig. 11. Q factor enhancement versus OSNR for SA.0 SA.1 tandem.

25 dB and a Q factor enhancement better than 1 dB is obtained over about a 10 dB range of OSNR (from 16 to 26 dB). In the range corresponding to a low OSNR (below 16 dB), there is too much noise added to the signal for the regenerator to be able to completely reduce this amplitude noise. The regenerator efficiency is also low in the cases of high OSNR (above 26 dB), just because there is not much noise power to be reduced.

## 5.2. Sensitivity margin investigation

It is also important to investigate the sensitivity enhancement capacity of the regenerator. To do so, we measured the BER as a function of the receiver input power for different OSNRs without (reference) and with the (tandem) regenerator (Fig. 12). The first curve on the left (full triangles) is relative to the case without regeneration and without additive noise, the sensitivity in this case is mainly limited by the optical noise introduced by the preamplifier of the detection system. When the OSNR decreases, the receiver sensitivity is degraded because of beating between signal and noise. The sensitivity curves with and without regeneration for each OSNR value are plotted on Fig. 13. The results show that a power penalty decrease is obtained with regeneration for all cases.

The sensitivities for a BER of  $10^{-9}$  (Fig. 13) for both the unregenerated and regenerated cases can be extracted from Fig. 12. When these sensitivities are plotted against OSNR, we can see clearly that as the OSNR increases, the two curves converge towards an asymptote of -33 dBm, which corresponds to the sensitivity of our receiver. The receiver sensitivity without regeneration (reference), at a BER of  $10^{-9}$ , decreases steadily as the OSNR decreases, falling from -32.2 dBm to -23.5 dBm, as the OSNR varies from 28.8 dB to 12 dB

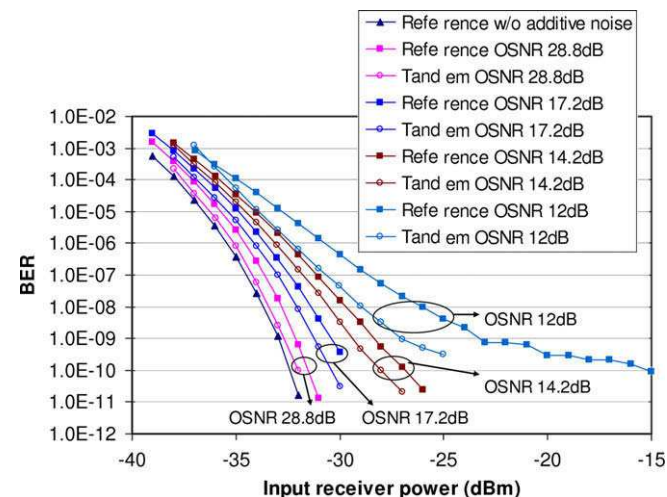


Fig. 12. BER versus the input receiver power for SA.0 SA.1 tandem.

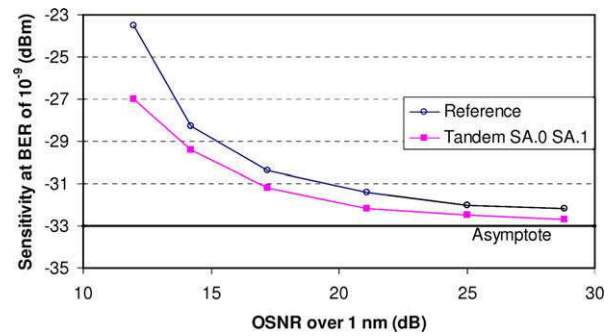


Fig. 13. Detection sensitivity at BER of  $10^{-9}$  versus OSNR.

respectively. On the other hand, the sensitivity curve with 2R regeneration shows better detection sensitivity. At high OSNR (25 and 28.8 dB) we still have 0.5 dB sensitivity enhancement. At lower OSNR this margin is even higher, from 0.8 dB to 1 dB between 14.2 dB and 21.1 dB of OSNR. And finally, at OSNR of 12 dB, a margin of 3.5 dB is obtained.

The sensitivity measurements have shown that tandem regenerator performs a sensitivity improvement. However, this measurement cannot show the OSNR range in which the regenerator has its best performance. Indeed, the receiver sensitivity measurement takes into account the amplitude noise reduction brought by the regenerator and the receiver's noise which is not correlated to the regenerator. As a consequence, the regenerator performance will not be shown up as clearly as in the Q factor measurements where the receiver is always set at the same performance.

## 6. Conclusion

In this paper, we have demonstrated the operation of an all-optical 2R regenerator structure based on tandem of saturable absorbers. A classical SA.0 is completed by a new device, called SA.1, based on the same technique but with a structure modification so as to obtain a full 2R regeneration function. This new SA device is characterized, and the best 2R regenerator structure is discussed. The noise cleaning performance of the device tandem is demonstrated using BER measurements with different values of OSNR. The most relevant performance is a Q factor enhancement better than 1 dB obtained in about a 10 dB range of OSNR (from 16 to 26 dB), and a sensitivity margin of 3.5 dB obtained with the regenerator at OSNR of 12 dB. Both the Q factor and sensitivity improvement demonstrated that the SA.1-SA.0 tandem performs a good all-optical regenerator function. A full regeneration assessment will be next carried out using a recirculating loop experiment.

## Acknowledgements

The authors would like to thank Dr. Irène Joindot for many helpful discussions. This research is supported by the ANR-Telecom project FUTUR, the French Government, the UE FEDER program and the Brittany Region.

## References

- [1] J.-C. Simon, M. Gay, L. Bramerie, V. Roncin, M. Joindot, T. Chartier, S. Lobo, G. Girault, Q.T. Le, T.N. Nguyen, M.N. Ngo, in: Long Distance Transmission Using Optical Regeneration Optical Fiber Communication Conference, OWS1, 2008.
- [2] L. Bramerie, Q.T. Le, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, J. Decobert, in: Optical Fiber Communication Conference, Postdeadline Paper PDP1, 2007.

- [3] E. Burr, M. Pantouvaki, M. Fice, R. Gwilliam, A. Krysa, J. Roberts, A. Seeds, J. Lightw. Technol. 24 (2) (2006) 747.
- [4] D. Massoubre, J.-L. Oudar, J. Dion, J. Harmand, A. Shen, J. Landreau, J. Decobert, Appl. Phys. Lett. 88 (2006) 153513.
- [5] D. Rouvillain, F. Seguinéau, L. Pierre, P. Brindel, H. Choumane, G. Aubin, J.-L. Oudar, O. Leclerc, in: Optical Fiber Communication Conference, 2002, FD11.
- [6] M. Gay, L. Bramerie, D. Massoubre, IEEE Photon. Technol. Lett. 18 (11) (2006) 1273.
- [7] H.T. Nguyen, J. Oudar, S. Sauvage, S. Bouchoule, G. Aubin, in: European Conference on Lasers and Electro-Optics and the International Quantum Electronics Conference, 2007, CI3-E-TUE.
- [8] M. Gay, L. Bramerie, H.T. Nguyen, S. Lobo, G. Aubin, Q.T. Le, M. Joindot, J.-L. Oudar, J.-C. Simon, in: European Conference on Optical Communications, vol. 2, 2008, Tu4D2.
- [9] H.T. Nguyen, J.-L. Oudar, S. Bouchoule, G. Aubin, S. Sauvage, Appl. Phys. Lett. 92 (2008) 111107.
- [10] N. Bergano, F. Kerfoot, C. Davidsion, IEEE Photon. Technol. Lett. 5 (3) (1993) 304.
- [11] M. Gay, L. Bramerie, J.-C. Simon, V. Roncin, G. Girault, M. Joindot, B. Clouet, S. Lobo, S. Feve, T. Chartier, in: European Conference on Optical Communications, 2006, Tu131.

# Cascadability Assessment of an All Optical 3R Regenerator based on Synchronous Modulation in a Saturable Absorber and Optical Clock Recovery

Q.T. Le (1), L. Bramerie (1), V. Roncin (1), S. Lobo (1), M. Gay (1), M. Joindot (1), J.C. Simon (1), D. Massoubre (2), J-L Oudar (2), A. Shen (3), F. Van Dijk (3), G-H. Duan (3)

1 : Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR FOTON 6082

ENSSAT / Université de Rennes 1, 6 rue de Kerampont, 22305 Lannion, France, [le@enssat.fr](mailto:le@enssat.fr)

2 : LPN-CNRS, Route de Nozay, F-91460 Marcoussis, France, [jean-louis.oudar@lpn.cnrs.fr](mailto:jean-louis.oudar@lpn.cnrs.fr)

3 : Alcatel Thales III-V Lab, Route Départementale 128, 91767 Palaiseau, France, [quanghua.duan@3-5lab.fr](mailto:quanghua.duan@3-5lab.fr)

**Abstract** We report on the cascability assessment of 3R regeneration based on optical synchronous modulation using cross saturation absorption in a quantum-well microcavity driven optically by the recovered clock from a self-pulsating laser device.

## Introduction

An all optical regenerator could be one of the key devices for long haul transmission systems. Previously, the transmission quality enhancement of optical signal using optical 2R regenerator and in-line synchronous modulation with optoelectronic clock recovery has been demonstrated [1,2].

In this paper, we report for the first time the cascability assessment of a 3R regeneration device based on a 2R regenerator and all optical synchronous modulation. The 2R regenerator is based on the combination of Self-Phase Modulation (SPM) in an optical fibre and Saturation Absorption (SA) in a quantum-well microcavity. The all optical synchronous modulation is achieved by launching into the SA the optical clock obtained from an all optical clock recovery device using Self-Pulsating (SP) semiconductor lasers based on bulk and quantum-dot (QD) structures.

## Regenerator architecture

Figure 1.a) presents the 2R regenerator architecture. The passive 2R regenerator is thus made of two stages: the first pulse compression stage comprising a nonlinear fibre (NLF) followed by an optical band-pass filter (OF) for equalisation of 'mark' levels, and the second stage made of the SA module for attenuation of the 'space' levels [3]. The pulse compression stage consists of a 1 km span of Dispersion Shifted Fibre (DSF) with  $0.1 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  dispersion and a 1 km span of standard Non-Zero-DSF with  $4.5 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  dispersion at 1550 nm. This stage requires an EDFA with 18 dBm output power. An optical circulator (OC) allows injecting and recovering data signal in an 8 channel SA module (one channel is used in this experiment). The packaged and pig-tailed SA, realised by partners of the French research program ASTERIX, allows a compact and low cost technique for WDM regeneration [4].

The optical clock recovery (OCR) part is implemented to introduce the synchronous modulation. Our OCR consists of a double stage Self Pulsating laser

combination from Alcatel Thales III-V lab (figure 1.b), previously described in [5]. The first stage is a Distributed Bragg Reflector (DBR) laser containing a polarization insensitive bulk active layer and the second stage is a Self-Pulsating Quantum-Dot Fabry-Perot Laser (QD-SP). The first SP laser produces an optical clock at 1548 nm which is precisely synchronized to the optical data signal at the input at 42.6 GHz. The great advantage of this laser is its polarisation insensitivity, in spite of its insufficient jitter filtering capability. The second stage works at 1575 nm and provides a high purity clock thanks to its intrinsic jitter filtering effect [6]. The association of these two lasers yields a polarisation insensitive high performance OCR part.

The optical clock is then injected to the transmission line and launched into the SA. The relative delay between incoming data and recovered clock can be controlled by an optical delay line (ODL). The optical synchronous modulation is obtained by cross absorption modulation in the SA. The optical clock is filtered out of the transmission line by the second OF.

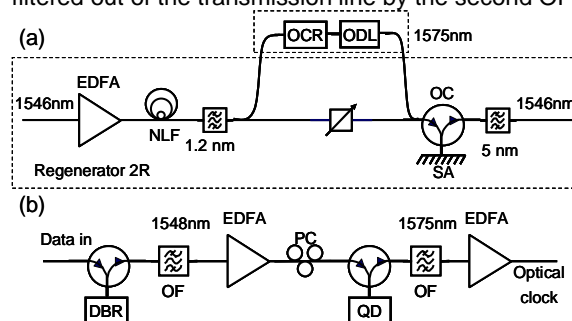


Fig 1: Schematic of regenerator architecture (a), and optical clock recovery part (b).

## Cascability achievement experiment

The re-circulating loop set-up is shown in the figure 2. The transmitter produces an RZ (33 %) optical signal modulated at 42.6 Gbit/s with a PRBS sequence length of  $2^{31}-1$ .

The transmission loop consists of 100 km of TrueWave Reduced Slope (TW-RS) fibre with a chromatic dispersion of  $4.5 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  at 1550 nm.



Distributed Raman amplification is achieved by backward pumping the transmission fibre; the on/off Raman gain for each span is approximately 10dB. The chromatic dispersion is compensated just before the regenerator by an enhanced high slope (EHS) Dispersion Compensating Fibre (DCF) module to restore the pulse duration.

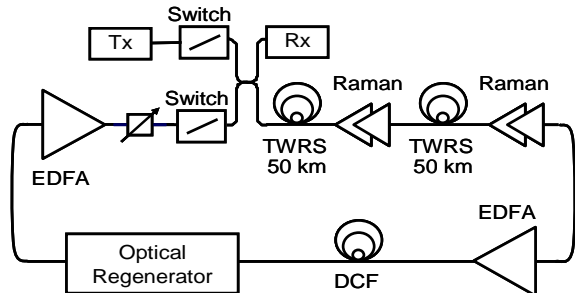


Fig 2: Schematic of the re-circulation loop experiment. The 100 km loop consists of two spans of 50 km TWRS fibre, DCF and an Optical 3R regenerator.

### Results

Figure 3 shows the measured Bit Error Rate (BER) as a function of transmission distance with and without synchronous modulation. Without the synchronous modulation, using only 2R regeneration, the BER grows rapidly due to timing jitter. However, BER of  $10^{-8}$  is attainable over 8000 km corresponding to a factor 10 of transmission distance enhancement as compared to the case without regeneration.

When the optical synchronous modulation is applied, timing jitter is reduced and the transmission distance is considerably enhanced (18000 km with a BER of  $10^{-8}$  corresponding to a transmission distance enhancement factor of 22.5).

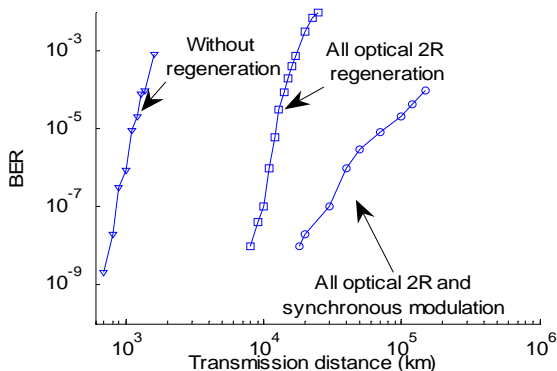


Fig 3: BER as a function of transmission distance

Reduction of timing jitter can be observed by measurements of the evolution of BER versus decision time (figure 4). We observe a significant margin on receiver decision time with synchronous modulation case at 90000 km in comparison with 2R regeneration case at 13000 km. Consequently, we have demonstrated the efficiency of the optical synchronous modulation obtained by cross absorption modulation in the SA.

However, we do not observe a classical BER evolution versus distance for 3R inline regeneration.

This is due to the non-linear transfer function of the 2R regenerator which has not a sufficient step-like shape to reduce the noise accumulation. Figure 5 represents the evolution of BER versus receiver decision threshold for synchronous modulation case at 90000 km. We observe that the slope due to 'mark' level error is smaller than the slope for 'space' level. Consequently, the 'mark' level equalisation is not sufficient to obtain a true 3R inline regeneration case. This could be improved in the future with a new design of SA microcavity [7]

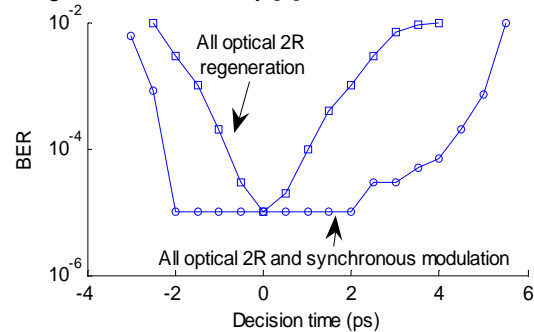


Fig 4: BER as a function of decision time

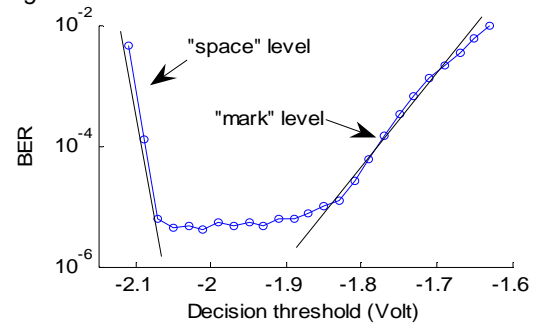


Fig 5: BER as a function of decision threshold

### Conclusions

Thanks to an experimental cascading assessment study, we have shown for the first time the efficiency of an all optical synchronous modulation regenerator using cross absorption modulation in a SA microcavity, and a very compact clock recovery. We show a considerable improvement in propagation distance at 42.6 Gbit/s. A significant margin on receiver decision time is obtained with this modulation technique showing evidence of a retiming effect. Finally, this all optical signal regeneration technique could be improved in the future by using a newly designed SA microcavity for better "mark" regeneration, which could avoid using the NLF fiber.

### References

- [1] G. Raybon, OFC (2003), TuH1
- [2] D. Rouvillain et al, OFC(2002), TuN3
- [3] M. Gay et al, IEEE Photon. Tech. Lett., vol. 18, no. 11, pp. 1273-1275
- [4] L. Bramerie et al, OFC (2007),
- [5] B. Lavigne et al, OFC (2006), PDP242
- [6] J. Renaudier et al, ECOC (2005), PDTh4.3.4
- [7] H. Trung Nguyen et al, CLEO Europe IQEC2007

# Phase-Preserving Amplitude Regeneration for RZ-DPSK Signals at 42.7 Gbit/s using Saturable Absorber

Quang Trung Le, Laurent Bramerie, Mathilde Gay, Sébastien Lobo, Michel Joindot, Jean-Claude Simon

*Laboratoire Foton, CNRS/Université de Rennes 1 (UMR 6082), Enssat, BP 80518, 22305 Lannion cedex, France*

[quang-trung.le@enssat.fr](mailto:quang-trung.le@enssat.fr)

Hoang Trung Nguyen, Jean-Louis Oudar

*LPN-CNRS, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France*

[jean-louis.oudar@lpn.cnrs.fr](mailto:jean-louis.oudar@lpn.cnrs.fr)

**Abstract:** We experimentally evaluate a novel all-optical phase-preserving amplitude regeneration technique for RZ-DPSK signals using saturable absorber. The device's capacity for amplitude noise reduction, hence preventing from nonlinear phase noise accumulation is demonstrated at 42.7 Gbit/s.

©2010 Optical Society of America

**OCIS codes:** (060.2330) Optical communications; (190.5970) Semiconductor nonlinear optics

## 1. Introduction

Phase-shift keying (PSK) is considered as a candidate for high-capacity ultra-long-haul optical systems and has been widely studied. Such tendency has driven the search for all-optical PSK signal regeneration in order to improve the transmission quality in these systems.

The optical reach of an optical PSK transmission is mainly limited by the accumulation of linear and nonlinear phase noise. Linear phase noise results from amplified spontaneous emission (ASE) in optical amplifiers. Nonlinear phase noise results from intra- and interchannel nonlinearities such as self phase modulation (SPM) and cross phase modulation (XPM) that convert amplitude noise to phase noise, which is known as the Gordon-Mollenauer effect. By increasing the launched channel power, the impact of the linear phase noise induced by the accumulation of ASE could be reduced. However, the nonlinear phase noise becomes the most critical impairment factor.

Some recent works focused on phase noise reduction using interferometric phase-sensitive amplifier, an experimental demonstration of phase and amplitude regeneration has been reported [1]. And phase-regenerative amplification of a DPSK signal suffering only phase noise has been demonstrated in a combined Sagnac-SOA structure [2]. Moreover, phase-preserving amplitude regeneration can prevent the accumulation of nonlinear phase noise during transmission. Some techniques based on four-waves mixing in fiber [3] and on nonlinear optical loop amplifier [4] have been experimentally investigated.

Recently, a new generation of multiple-quantum-well semiconductor saturable absorber (SA) allowing power stabilization (called SA1) has been developed [5]. This new structure associated with the classical SA, which allows extinction ratio improvement, has shown good performance for all-optical amplitude-shift-keying signal regeneration [6, 7]. Thanks to its very thin structure (hundred-nanometer scale), the induced chirp because of the Kramers-Krönig relations is low, consequently phase variations of signal reflected on the SA chip is almost unchanged. In the context of return-to-zero differential phase-shift keying (RZ-DPSK) signal regeneration, the SA1 could be used for phase-preserving amplitude regeneration, hence preventing from nonlinear phase noise accumulation at high launched channel power. The device is fully passive, which requires neither Peltier cooler nor bias voltage, promising a compact and WDM-compatible solution [8].

In this paper, we report on a novel all-optical phase-preserving amplitude regeneration technique for RZ DPSK signals in which the amplitude fluctuations are reduced by the use of a SA1. Nonlinear phase noise reduction is studied with bit-error-rate (BER) and Q-factor measurements.

## 2. Experimental setup and principle of operation

In order to demonstrate the efficiency of the phase-preserving amplitude-regeneration function of the SA1, the experimental setup aims at generating a sufficient amount of nonlinear phase noise. To achieve that, the optical signal-to-noise ratio (OSNR) at the transmitter is degraded and a high channel power is used (fig. 1).

The transmitter (Tx) generates an 8-ps-pulse-width RZ-DPSK signal at 42.7 Gbit/s by using two Mach-Zehnder modulators, one for pulse carving and other for phase coding with push-pull setup. The signal wavelength is centered at 1550 nm. To achieve the OSNR degradation before the transmission, an ASE source followed by a 3-nm band-

pass optical filter, centered on the working wavelength, and an optical attenuator (ATT) are used.

The regenerator stage is constituted by a reflective SA1. The signal is boosted to 6 dBm by an EDFA1 before being sent to the SA1 via an optical circulator (OC).

The transmission fiber is a non-zero dispersion-shifted fiber (NZ DSF with chromatic dispersion of 4.5 ps/km/nm at 1550 nm) followed by a dispersion-compensating fiber (DCF). An erbium-doped fiber amplifier (EDFA2) is used as a power booster to obtain signal power launched into the transmission fiber up to 18 dBm. And the EDFA3 compensates the residual lost. The pre-amplified RZ-DPSK receiver (Rx) consists of a fiber-based delay-line interferometer for demodulation of the DPSK signal and a balanced detector.

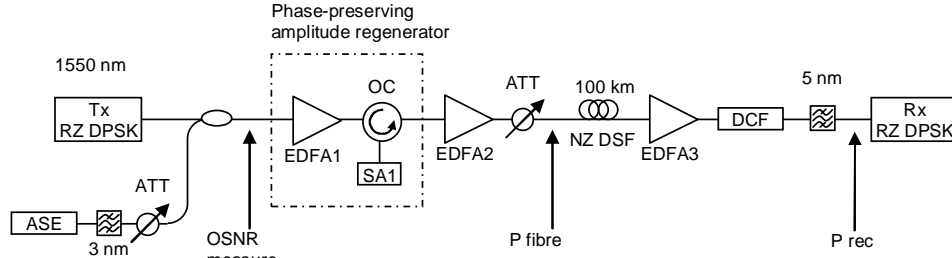


Fig. 1: Experimental setup.

### 3. Experimental results and discussion

The fig. 2 depicts the BER evolution versus the decision threshold at the receiver which is representative of noise distribution. The OSNR at the transmitter is degraded to 11.8 dB (measured over 1 nm), and the receiver input power is kept constant at 4 dBm. We have firstly demonstrated that the SA1 preserves the signal phase. The first curve (squares) corresponds to the signal issued directly from the transmitter with back-to-back measurement (B2B). And the second one (rhombi) corresponds to the signal after passing through the SA1 without fiber transmission. The system performance is only limited by linear phase noise due to OSNR degradation. As can be seen these two curves perfectly overlap, which means that the SA1 does not change the signal phase.

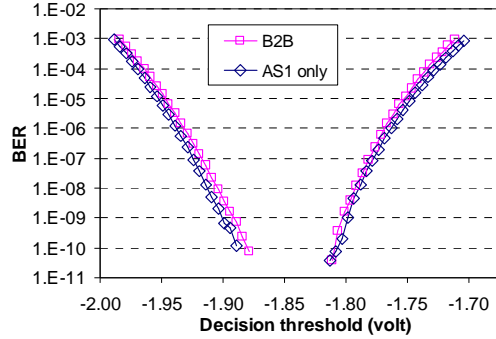


Fig. 2: BER evolutions versus decision threshold of the noise-loaded signals issued directly from the transmitter (squares) and after passing through the SA1 without 100-km transmission (rhombi).

Fig. 3 shows the measured BER versus the receiver input power for an OSNR at the transmitter of 13.8 dB. The square-mark curve is relative to the case of back-to-back (no transmission and without regeneration). The BER in this case is mainly limited by the linear phase noise induced by the ASE source, as shown by the power penalty compared to the B2B reference (OSNR of 30 dB: rhombi). The triangle-mark curve refers to a transmission case with 16 dBm launched power and without power limiter. A large power penalty is obtained and an error floor at BER of  $5.10^{-10}$  appears owing to linear and nonlinear phase noise. When the SA1 based amplitude regenerator is used, the amplitude fluctuation is reduced, and nonlinear phase noise is partly removed. We obtain a considerable improvement of the BER for the same fiber launch power (circle-marked curve). Indeed, the BER curve with regeneration is brought close to the one limited only by linear phase noise. And the error floor disappears from the measurable range of BER. The efficiency of the regenerator is thus demonstrated.

Signal improvement by the SA1 is also investigated via Q-factor measurements. The Q-factor is evaluated using the Gaussian approximation. Fig. 4 shows the Q-factor versus signal power launched into the 100-km fiber span for an initial OSNR of 17.4 dB (full-mark curves) and 11.8 dB (empty-mark curves). The square-mark curves and the

triangle-mark curves refer to the cases with and without SA1 respectively. When the OSNR equals to 17.4 dB, we observe clearly the Q-factor degradation due to nonlinear phase noise as the signal power exceeds 15 dBm. For longer transmission distances, the Q-factor curves are shifted to lower input power values since less launched power is needed for the same amount of total nonlinear phase noise in the system. And in the case with SA1 based regeneration, this degradation is reduced. For the signal powers less than 15 dBm, the nonlinear phase noise is negligible compared to the linear phase noise. As a consequence, the Q-factor cannot be improved by SA1 which preserves the linear phase noise accumulation. The greater the signal power, the more efficient the nonlinear effects, and thus the better the Q-factor improvement, thanks to the SA1. Q-factor is improved by 2 dB at 17.8 dBm signal power.

When the signal is more degraded (OSNR of 11.8 dB), the SA1 is effective for a launched power exceeding 13 dBm, compared to 15 dBm in the previous case. This could be explained by the fact that when more amplitude noise is added on the signal, the transfer of amplitude noise into phase noise by nonlinear effects becomes more effective at lower power signal, and thus the efficiency of the SA1 appears at lower signal power. A Q-factor improvement from 1 dB to 2 dB is obtained when the signal power increases from 14 dBm to 18 dBm in this case.

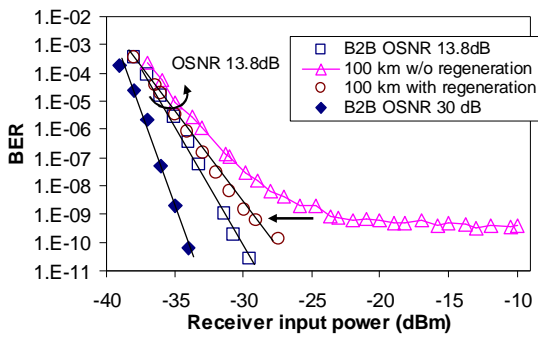


Fig. 3: The BER of the RZ DPSK signals versus receiver input power.

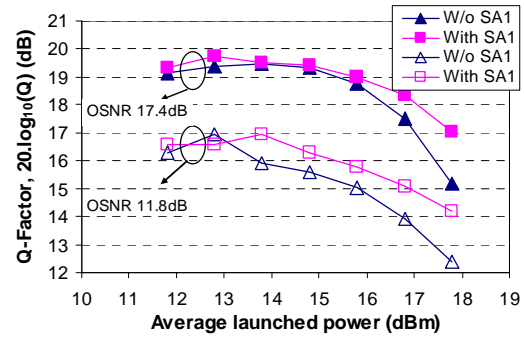


Fig. 4: Dependence of demodulated electrical Q-factor on the launched power into the transmission fiber.

#### 4. Conclusions

We have reported for the first time the efficiency of the saturable absorber for the regeneration of high-power RZ-DPSK signals. The device reduces the amplitude fluctuations while preserving the signal phase, hence prevents the generation of nonlinear phase noise. The BER and Q-factor measurements showed the obtained signal quality improvement at high signal power where the nonlinear phase noise is significant. A Q-factor improvement up to 2 dB is obtained. The evaluation of device's cascading in a recirculating loop is a prospect for the future work.

#### 5. References

- [1] K. Coussore, C. Kim, Y. Han, I. Kim and G. Li, "All-optical phase and amplitude regeneration of DPSK signals based on phase-sensitive amplification," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2006, pp. OFH7.
- [2] P. S. Devgan, M. Shin, V.S. Grigoryan, J. Lasri, and P. Kumar, SOA-based regenerative amplification of phase noise degraded DPSK signals," in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2005, pp. PDP34.
- [3] M. Matsumoto, "Nonlinear phase noise reduction of DPSK signals by an all-optical amplitude limiter using FWM in a fiber," in *European Conference on Optical Communications*, Cannes, France, 2006, pp. Tu1.3.5.
- [4] K. Cvecek, G. Onishchukov, K. Sponsel, A. Striegler, B. Schmauss, and G. Leuchs, "Experimental investigation of a modified NOLM for phase encoded signal regeneration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 17, p. 1801, 2006.
- [5] H. Trung Nguyen, J.-L. Oudar, S. Bouchoule, G. Aubin, and S. Sauvage, "A passive all-optical semiconductor device for level amplitude stabilization based on fast saturable absorber," *Appl. Phys. Lett.*, 2008, vol. 92, p. 111107.
- [6] M. Gay, L. Bramerie, H. T. Nguyen, S. Lobo, G. Aubin, Q. T. Le, M. Joindot, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, "Regeneration and cascading Assessment of a New Passive 2R Regenerator Based on a Dual-Stage Saturable Absorber gate," in *European Conference on optical Communications*, Brussels, Belgium, 2008, pp. Tu4D2.
- [7] Q.T. Le, A. O'Hare, N. H. Trung, L. Bramerie, M. Gay, G. Aubin, H. Ramanitra, M. Joindot, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, "All-optical 2R regeneration using passive saturable absorption," *Optics Communications*, vol. 282, no. 14, pp. 2768-2773, 2009.
- [8] L. Bramerie, Q. T. Le, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, "Cascading and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on a 8 channel saturable absorber module, in *Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, California, 2007, pp. PDP1.

# Saturable Absorber based Phase-Preserving Amplitude Regeneration of RZ DPSK Signals

Quang Trung Le, Laurent Bramerie, Hoang Trung Nguyen, Mathilde Gay, Sebastien Lobo, Michel Joindot, Jean-Louis Oudar and Jean-Claude Simon

**Abstract**—We experimentally investigate a new generation of multiple-quantum-well semiconductor saturable absorber for all-optical phase-shift-keying (PSK) signal regeneration. The device under study exhibits a reflectivity which decreases when the input signal power increases. This characteristic can be seen as a power limiting function which could be used for phase-preserving amplitude noise reduction, hence preventing from nonlinear phase noise accumulation along a transmission link. The device efficiency is demonstrated at 42.7 Gb/s, a fiber launched power margin of 2 dB and receiver sensitivity improvement up to 5.5 dB are obtained.

**Index Terms**—All-optical regeneration, differential phase-shift keying (DPSK), saturable absorber

## I. INTRODUCTION

Phase-shift key-ing (PSK) has recently emerged as a promising alternative to conventional on-off keying (OOK) modulation format for fiber-optic communication systems [1]. However, unlike OOK signal, a PSK signal is severely impaired by the accumulation of phase noise which limits the system reach. Besides the linear phase noise resulting from amplified spontaneous emission (ASE) accumulation in optical amplifiers, the nonlinear phase noise resulting from Kerr nonlinearity, known as Gordon-Mollenauer effect that converts amplitude noise into phase noise, has to be taken into account [2].

All-optical regeneration that aims to enhance the signal quality would be attractive to improve the performance of PSK systems. However, most of the regenerators studied so far have been designed to regenerate OOK signals without particular attention to the preservation of the signal phase, which does not carry any information. An interesting solution for the phase regeneration based on a combined Sagnac-SOA structure has been recently proposed [3]. Another solution using interferometric phase-sensitive amplifiers has also been experimentally demonstrated [4], although this technique is rather complex to be realized by the use of current technologies. Some recent works focused on phase-preserving amplitude regeneration that can prevent the accumulation of nonlinear phase noise during transmission [5]–[7].

Recently, a new generation of multiple-quantum-well semiconductor saturable absorber (SA) which allows power stabilization (called SA1), has been developed [8]. With its new

design, the device reflectance decreases when the incident power increases, which can provide a significant amplitude stabilization of the reflected power output. This new structure associated with the classical SA, which improves the extinction ratio, has shown good performance for all-optical OOK-signal regeneration [9], [10]. Thanks to its very thin structure (1.905  $\mu\text{m}$  for the reported device), the induced chirp because of Kramers-Krönig relations is low, and consequently phase variations of the signal reflected on the SA chip are almost unchanged. In the context of return-to-zero differential phase-shift keying (RZ DPSK) signal regeneration, the SA1 could be used for phase-preserving amplitude regeneration, hence preventing from nonlinear phase noise accumulation at high launched channel power.

In this paper, we report on a phase-preserving all-optical regenerator for RZ DPSK signal in which the amplitude fluctuations are reduced by the use of a SA1. The suppression of amplitude noise, which is the origin of SPM-induced nonlinear phase noise, is studied and characterized through bit-error-rate (BER) measurements.

## II. DEVICE DESCRIPTION

The classical SA, which is well known for its increasing reflectance in response to an increasing optical power, consists of several multiple quantum wells (QW) embedded in a microcavity. The SA1 is based on the same structure, which includes an absorbing region made of 7x(InGaAs/InAlAs) multiple QW, grown by metal-organic vapor-phase epitaxy upon an InP substrate and contained in a microcavity. In order to reduce the carrier lifetime, the QW are irradiated by 12 MeV  $\text{Ni}^{6+}$  ions with a dose of  $4.10^{11} \text{ cm}^{-2}$ . Pump-probe measurements at 1548 nm showed a response time of 3.4 ps. The back mirror was made by deposition of a silver layer (with a calculated reflectivity of 0.945), while three pairs of (ZnS/YF<sub>3</sub>: $\lambda/4$ : $\lambda/4$ ) were deposited as a top mirror with 0.88 reflectivity. This top mirror's high reflectivity is the main parameter modification compared to the classical SA. With its new design, the device exhibits a reflectivity which decreases when the input signal power increases. More details on the chip fabrication and characterization can be found in [8].

To estimate the noise reduction capacity of this device, we measured its transfer function. Fig. 1 presents the reflectance of the SA1 versus input average power. The input signal, centered at 1550 nm, is a conventional OOK RZ 33% signal modulated at 42.7 Gb/s. As can be seen, the reflectance decreases with increasing input power. Thus, it should provide a significant amplitude stabilization of the reflected signal. The

Manuscript received January 13, 2010. This research was supported by Ministère de finance et de l'industrie, Bretagne region and European Union under the framework of French national projects Futur and Persyst II.

Q. T. Le, L. Bramerie, M. Gay, S. Lobo, M. Joindot, and J.-C. Simon are with FOTON-CNRS, UMR 6082, ENSSAT/Université de Rennes 1, BP 80518, 22305 Lannion, France (email: quang-trung.le@enssat.fr).

H. T. Nguyen and J.-L. Oudar are with LPN-CNRS, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France (email: jean-louis.oudar@lpn.cnrs.fr).

Copyright (c) 2009 IEEE. Personal use of this material is permitted.



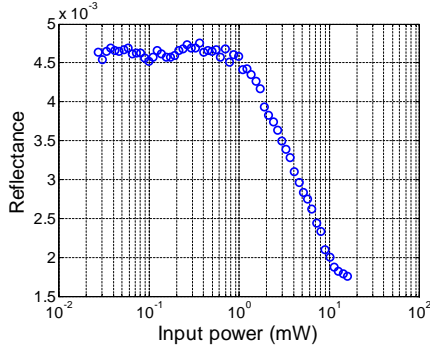


Fig. 1. Investigated device's reflectance vs. 42.7-Gb/s OOK-signal power.

device is fully passive, which requires neither Peltier cooler nor bias voltage, promising a compact and WDM-compatible solution [11].

### III. EXPERIMENTAL SCHEME

The experimental scheme aims at demonstrating the device efficiency in realistic working condition. The regenerator is located at the place where the signal is already corrupted by amplitude noise but nonlinear phase noise amount is not high enough to severely degrade the system performance. By strongly reducing the amplitude noise, the SA1 prevents the accumulation of nonlinear phase noise in the next transmission span. To achieve that, the optical signal-to-noise ratio (OSNR) degradation at the SA1 input corresponds to the first part of the link, while the fiber span after the SA1 corresponds to the second part where nonlinear phase noise is generated (fig. 2).

The transmitter generates an 8-ps-pulse-width RZ DPSK signal at 42.7 Gb/s. The signal wavelength is centered at 1550 nm. An ASE source followed by a 3-nm band-pass optical filter, centered at the working wavelength followed by an optical attenuator (ATT) is used in order to achieve a low enough OSNR.

The signal is boosted to 6 dBm by EDFA1 before being sent to SA1 via an optical circulator (OC). The transmission fiber is a non-zero dispersion-shifted fiber (NZ DSF) with chromatic dispersion of 4.5 ps/km/nm at 1550 nm, followed by a dispersion-compensating fiber (DCF). EDFA2 is used in order to increase the launched power up to 18 dBm, while EDFA3 compensates for the residual loss. The pre-amplified RZ DPSK receiver consists of a fiber-based delay-line interferometer (DLI) and a balanced detector.

### IV. RESULTS AND DISCUSSION

Fig. 3 depicts the BER evolution versus the decision threshold at the receiver which is representative of noise distribution. The OSNR at the transmitter is degraded to 11.8 dB (measured over 1 nm), and the receiver input power is kept constant at 4 dBm. The first curve (squares) corresponds to the signal issued directly from the transmitter. And the second one (triangles) corresponds to the signal after passing through the SA1 without fiber transmission. The system performance is only limited by OSNR degradation. As can be seen, these two curves overlap, which means that SA1 does not introduce any

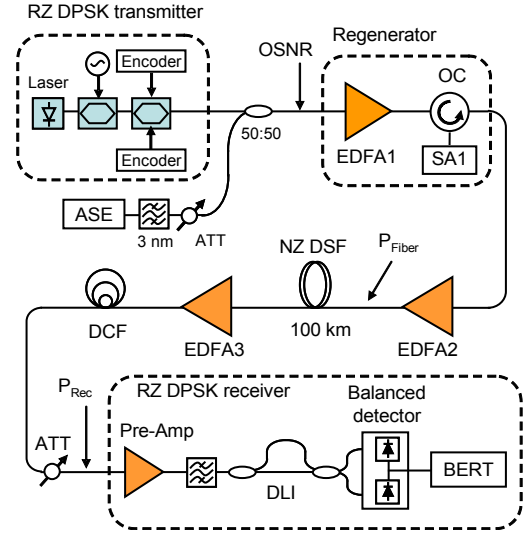


Fig. 2. Experimental setup.

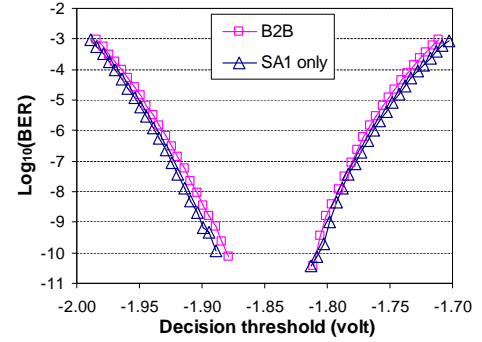


Fig. 3. BER evolutions vs. decision threshold of the signal issued directly from the transmitter (squares), and after passing through the SA1 without 100-km transmission (triangles). The OSNR is at 11.8 dB.

penalty and does not improve the signal quality in this condition. That is why in the next step, we study the regenerator efficiency in a nonlinear transmission context.

Fig. 4 shows the dependence of the BER versus the average power launched into the transmission fiber with and without regeneration. OSNR at the transmitter is set at 11.8 dB. For longer transmission distances, the BER curves are shifted to lower input power values since less launched power is needed for the same amount of total nonlinear phase noise in the system. Without SA1, the BER grows rapidly with increasing signal power due to the accumulation of nonlinear phase noise. When SA1 is used, the BER curve is shifted to higher signal power meaning of distance improvement for the same signal power thanks to the reduction of amplitude noise hence preventing from nonlinear phase noise. At a BER of  $10^{-10}$ , the fiber launch power in the case without regeneration is 13 dBm. When the regenerator is used, this power can be increased up to 15 dBm to achieve the same BER, which means that a margin of 2 dB in terms of launched power is thus obtained. At higher fiber launched power (about 16 dBm for a BER of  $10^{-8}$  without regeneration), the SA1 can still bring a margin

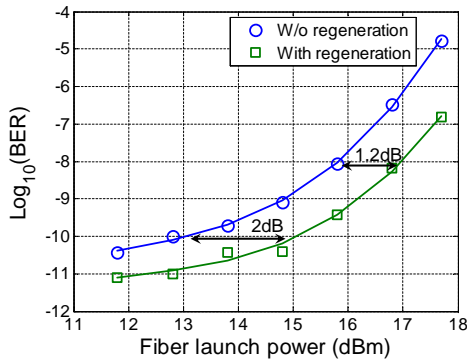


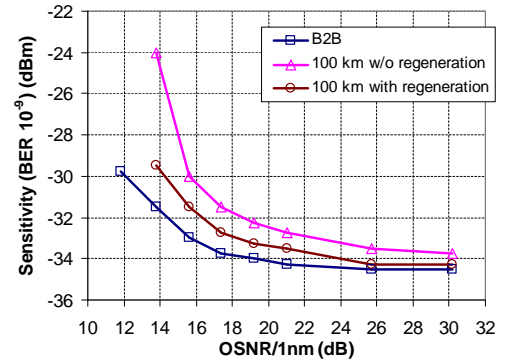
Fig. 4. BER vs. fiber launch power (OSNR of 11.8 dB).

of 1.2 dB. Those results demonstrate that the SA1 reduces amplitude fluctuations, and prevents then from nonlinear phase noise accumulation.

The sensitivity improvement capacity of the regenerator is also investigated. To do so, we measured the BER versus receiver input power and then extracted the receiver power corresponding to the BER of  $10^{-9}$  for different initial OSNR values. Fig. 5 presents the receiver sensitivity for the three considered cases. The square-marked curve corresponds to the case limited by linear phase noise in the back-to-back (B2B) measurement. The triangle-marked curve is for the case with 100-km transmission and without regeneration, the fiber launch power being set at 16 dBm. This case corresponds to the presence of linear and nonlinear phase noise. The last curve (circles) corresponds to the case with 100-km transmission and with regeneration. Firstly, we compare the receiver sensitivity in the cases of B2B measurement and after 100-km transmission without regeneration. We notice a decrease of the receiver sensitivity (the required signal power increases) with the decrease of OSNR in both cases. However, in the case of 100-km transmission, the receiver sensitivity decreases much more rapidly. This limit is probably related to the penalty due to the nonlinear phase noise at low OSNR, meaning that a high amount of amplitude noise is added. At an OSNR of 14 dB, a difference of 7.5 dB between the two cases appears. Secondly, when regeneration is used, the power penalty is smaller for all OSNR values. The regenerator shows its best efficiency in terms of power penalty reduction at low OSNR. Indeed, as the regenerator reduces the amplitude-fluctuations and prevents from the nonlinear phase noise, SA1 exhibits the highest efficiency when the amplitude noise power is the highest. A penalty reduction of 5.5 dB is obtained at OSNR equal to 14 dB. A sensitivity improvement about 1 dB is obtained within a wide range of OSNR values (from 16 dB to 26 dB), and when OSNR is high (above 26 dB) the sensitivity is practically the same as in the linear noise case.

## V. CONCLUSION

We have experimentally investigated the efficiency of an innovative saturable absorber device for the regeneration of high-power RZ DPSK signals. The device reduces the amplitude fluctuations while preserving the signal phase, preventing then the generation of nonlinear phase noise. The BER measurements show the obtained system performance improvement at high signal power where the nonlinear phase noise amount is significant. A fiber launch power margin of 2 dB is obtained, and the receiver sensitivity measurement show a penalty reduction of 5.5 dB thanks to the regenerator. The device's cascability assessment in a recirculating loop is a prospect for the future work.

Fig. 5. Receiver sensitivities at BER of  $10^{-9}$  (fiber launch power of 16 dBm).

## REFERENCES

- [1] A. Gnauck and P. Winzer, "Optical phase-shift-keyed transmission," *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 1, pp. 115–130, 2005.
- [2] J. Gordon and L. Mollenauer, "Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers," *Optics Letters*, vol. 15, no. 23, pp. 1351–1353, 1990.
- [3] P. Devgan, M. Shin, V. Grigoryan, J. Lasri, and P. Kumar, "SOA-based regenerative amplification of phase noise degraded DPSK signals," in *Optical Fiber Commun. Conf.*, Anaheim, California, 2005, p. PDP34.
- [4] K. Croussore, C. Kim, Y. Han, I. Kim, and G. Li, "All-optical phase and amplitude regeneration of DPSK signals based on phase-sensitive amplification," in *Optical Fiber Commun. Conf.*, Anaheim, California, 2006, p. OFH7.
- [5] S. Boscolo, R. Bhamber, and S. Turitsyn, "Design of Raman-Based Nonlinear Loop Mirror for All-Optical 2R Regeneration of Differential Phase-Shift-Keying Transmission," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 42, no. 7, pp. 619–624, 2006.
- [6] K. Cvecek, G. Onishchukov, K. Sponsel, A. Striegler, B. Schmauss, and G. Leuchs, "Experimental investigation of a modified NOLM for phase-encoded signal regeneration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 17, pp. 1801–1803, 2006.
- [7] M. Matsumoto, "Nonlinear phase noise reduction of DPSK signals by an all-optical amplitude limiter using FWM in a fiber," in *Europe. Conf. Optical Commun.*, Cannes, France, 2006, p. Tu1.3.5.
- [8] H. T. Nguyen, J.-L. Oudar, S. Bouchoule, G. Aubin, and S. Sauvage, "A passive all-optical semiconductor device for level amplitude stabilization based on fast saturable absorber," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, p. 111107, 2008.
- [9] M. Gay, L. Bramerie, H. T. Nguyen, S. Lobo, G. Aubin, Q. T. Le, M. Joindot, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, "Regeneration and Cascadability Assessment of a New Passive 2R Regenerator Based on a Dual-Stage Saturable Absorber gate," in *Europe. Conf. Optical Commun.*, vol. 2, Brussels, Belgium, 2008, p. Tu4D2.
- [10] Q. T. Le, A. O'Hare, H. T. Nguyen, L. Bramerie, M. Gay, G. Aubin, H. Ramanitra, M. Joindot, J.-L. Oudar, and J.-C. Simon, "All-optical 2R regeneration using passive saturable absorption," *Optics Communications*, vol. 282, no. 14, pp. 2768–2773, 2009.
- [11] L. Bramerie, Q. T. Le, S. Lobo, M. Gay, M. Joindot, J.-C. Simon, A. Poudoulec, M. Van der Keur, C. Devemy, D. Massoubre, J.-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, and J. Decobert, "Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on a 8 channel saturable absorber module," in *Optical Fiber Commun. Conf.*, Anaheim, California, 2007, p. PDP1.

# Cascadability Assessment of a Microcavity-Saturable-Absorber based Phase-Preserving Amplitude Regenerator in a DPSK transmission system

Quang Trung Le<sup>(1)</sup>, Laurent Bramerie<sup>(1)</sup>, Mathilde Gay<sup>(1)</sup>, Sebastien Lobo<sup>(1)</sup>, Michel Joindot<sup>(1)</sup>, Jean-Claude Simon<sup>(1)</sup>, Hoang-Trung Nguyen<sup>(2)</sup>, Jean-Louis Oudar<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup> Université Européenne de Bretagne (UEB), CNRS-Foton laboratory (UMR 6082)/Université de Rennes 1, Enssat, BP 80518, 22305 Lannion Cedex, France, ✉ [quang-trung.le@enssat.fr](mailto:quang-trung.le@enssat.fr)

<sup>(2)</sup> LPN-CNRS, Route de Nozay, F-91460 Marcourssis, France, ✉ [jean-louis.oudar@lpn.cnrs.fr](mailto:jean-louis.oudar@lpn.cnrs.fr)

**Abstract** We investigate the cascadability of a microcavity-saturable-absorber-based phase-preserving amplitude regenerator for RZ-DPSK signals. The results show that the tolerance of phase-encoded signals to nonlinear phase noise is increased. A distance improvement ratio up to 1.6 is experimentally demonstrated.

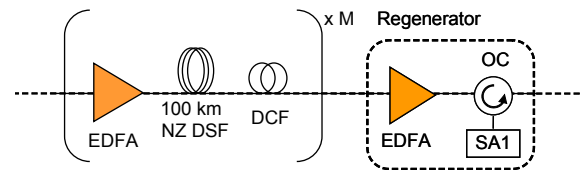
## Introduction

The differential phase-shift keying (DPSK) modulation format has recently attracted much attention for high-speed and ultra long-haul optical transmission. It offers, for instance, a 3-dB improvement in receiver sensitivity compared to OOK (with balanced detection) and an enhanced tolerance to dispersion and nonlinear effects<sup>1</sup>.

All-optical regeneration that aims to enhance the signal quality would be attractive to improve the performance of DPSK systems. In the literature, some interesting solutions for phase regeneration based on phase-sensitive interferometric techniques have been proposed<sup>2,3</sup>. However, those techniques are rather complex, and have instability issues. Another approach consists in phase-preserving amplitude regeneration that can prevent the accumulation of nonlinear phase noise (NLPN) during transmission<sup>4</sup>. The cascability of the phase-preserving amplitude regenerators based on four-wave mixing in fibre<sup>5</sup> and on nonlinear amplifier loop mirror<sup>6</sup> are experimentally demonstrated in the literature. Both use shot-pulse RZ DPSK signals at 10 Gbit/s.

Recently, we have shown that a novel microcavity saturable absorber (SA1)<sup>7</sup> can provide phase-preserving amplitude noise reduction, and therefore, can prevent from the accumulation of NLPN in a RZ DPSK transmission system<sup>8</sup>. The microcavity saturable absorber consists of a passive nonlinear mirror which promises a simple, compact and WDM compatible solution<sup>9</sup>.

In this paper, we report on the cascability assessment of the SA1 based phase-preserving amplitude regenerator in a recirculating loop using conventional RZ33 DPSK at 42.7 Gbit/s. The numerical and experimental results demonstrate that the tolerance of phase-encoded signals to NLPN is considerably increased thanks to the re-



**Fig. 1:** Scheme of a regenerated transmission.

generator. An improvement of bit error rate and of transmission distance can be achieved.

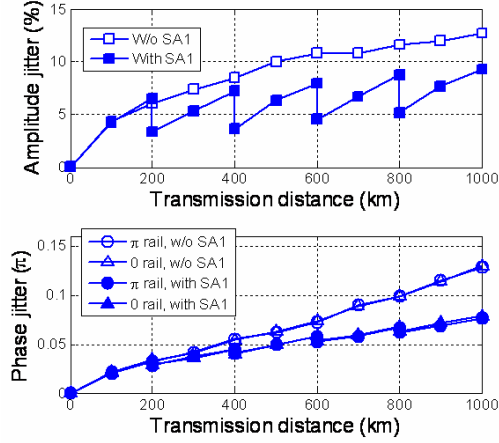
## Numerical simulation

For a complete regeneration of DPSK signals, both phase and amplitude regenerations are needed. However, we illustrate in this section that when SA1 based phase-preserving amplitude regenerators are used in the transmission line, a reduction of SPM-induced NLPN at the receiver can be obtained. Indeed, by strongly reducing the amplitude noise, the SA1 prevents the accumulation of NLPN in the next transmission spans.

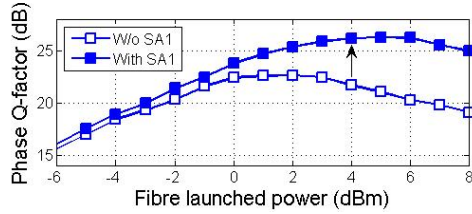
The transmission link is modelled as the concatenation of 100 km amplification spans composed of non-zero dispersion-shifted fibres (NZ DSF) followed by a dispersion-compensating-fiber (DCF) (Fig. 1). The NZ DSF has a dispersion of  $4.5 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$ , a nonlinear coefficient of  $2 \text{ W}^{-1}.\text{km}^{-1}$ , and an attenuation of  $0.23 \text{ dB/km}$ . The total span loss is 26 dB, which is compensated for by an EDFA with noise figure of 4.5 dB. The chromatic dispersion is perfectly compensated, and the nonlinearities occur only in the transmission fibre. A phase-preserving amplitude regenerator based on SA1 is inserted every M spans.

The SA1 model is based on the same rate equation as for the classical saturable absorber<sup>10</sup> but with an inverted sign of the last term (which is directly dependent on the input power) in order to obtain a decreasing reflectance in response to an





**Fig. 2:** Amplitude and phase jitter vs. transmission distance with and without SA1.



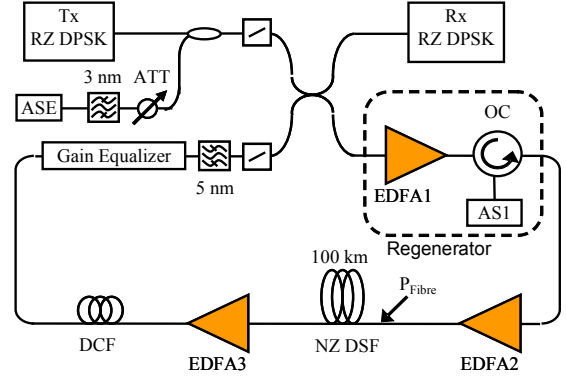
**Fig. 3:** Phase Q-factor after 1000 km of transmission vs. fibre launched power.

increasing input power:

$$\frac{d\alpha(t, P)}{dt} = \frac{\alpha_0 - \alpha(t, P)}{\tau} + \frac{\alpha P}{\tau P_{sat}}$$

$P$  is the input power,  $\alpha$  is the device's absorption,  $\alpha_0$  is the small signal absorption,  $P_{sat}$  is the saturation power, and  $\tau$  is the recovery time. The parameters used in the simulation are  $P_{sat}=7$  mW,  $\tau=3.5$  ps and  $\alpha_0=5.3$ , where  $d$  is the total quantum-well section thickness. Those parameters are representative of the investigated device for the experimental studies.

The rms variations of the amplitude and differential phase (on the zero and  $\pi$  rails) for RZ DPSK signals transmitted through the system in the cases with and without SA1-based amplitude regenerators are plotted in Fig. 2. The fibre launched power is set at 4 dBm. The regenerators are located after every 200 km of transmission. As can be seen, in the absence of regenerators, both the amplitude and phase jitters increase continuously which can become critical for the system performance. In the case with regenerators, the amplitude noise is considerably reduced at each regenerator location. After the first regenerator, the slope of differential phase jitters with transmission distance is reduced. At 1000 km, the rms phase jitter is reduced by 40% compared to the non regenerated case.



**Fig. 4:** Recirculating loop experiment of cascaded microcavity-saturable-absorber-based regenerator.

As a qualitative estimate of the transmission performance of the system, we use here the differential phase Q-factor (defined as  $\pi$  divided by the sum of the rms variations of the differential phase between adjacent bits on the zero and  $\pi$  rails)<sup>11</sup>, which provides a measure of the phase fluctuation in the signal. Fig. 3 shows the phase Q-factor in dB ( $20 \cdot \log_{10}(Q)$ ) after 1000 km of transmission with and without SA1 versus fibre launched power. In the linear regime at low fibre launched power, the system performance is limited by OSNR degradation. No improvement by the regenerator is observed, as it preserves the signal phase. At high fibre launched power, Q-factor is improved. An increase of nonlinear tolerance is thus obtained thanks to the regenerator. This Q-factor margin can be used for increasing the transmission distance, which will be demonstrated experimentally in the next sections.

### Experimental setup

The experimental setup is shown in Fig. 4. The transmitter based on Mach-Zehnder modulators generates an 8-ps-pulse-width RZ DPSK signal at 42.7 Gbit/s. The signal wavelength is centred at 1550 nm. An ASE source followed by a 3-nm band-pass optical filter, followed by a variable optical attenuator (ATT) is used in order to modify the OSNR at the transmitter output.

The signal is boosted by EDFA1 before being sent to SA1 via an optical circulator (OC). The transmission line consists of 100 km of non-zero dispersion-shifted fibre (NZ DSF) with chromatic dispersion of 4.5 ps/km/nm at 1550 nm, followed by a dispersion-compensating fibre (DCF). EDFA2 increases the launched power up to 13 dBm, while EDFA3 compensates for the residual loss. A gain equalizer is required to compensate the signal spectrum distortion due to the device's resonance. The preamplified RZ DPSK receiver consists of a fibre-based delay-line interferometer (DLI) and a balanced detector.

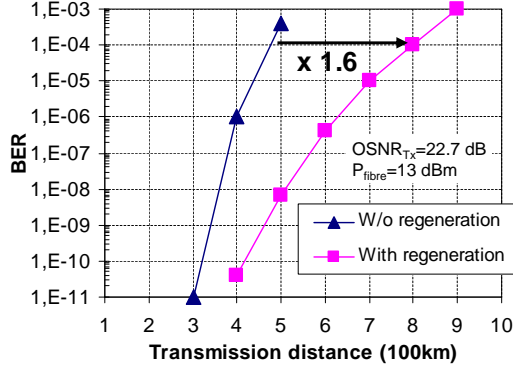


Fig. 5: BER vs. transmission distance.

### Experimental results

Figure 5 shows the measured bit error rate (BER) versus transmission distance with and without SA1 based amplitude regeneration. The OSNR at the transmitter (called  $\text{OSNR}_{Tx}$ ) is 22.7 dB (over 1 nm) and the fibre launched power is 13 dBm. This high value is unrealistic, but is required, in our experiment, to generate a high enough amount of NLPN in 100 km of transmission fibre. For longer distance between regenerators, the BER curves are shifted towards lower input power values since less launched power is needed for the same amount of total nonlinear phase noise in the system. In the case without SA1, the BER grows rapidly due to linear and nonlinear phase noise accumulation. When the phase-preserving amplitude regenerator is applied, the amplitude noise is reduced and the nonlinear phase noise is partly removed. As a consequence, the transmission distance is enhanced thanks to the regenerator. A transmission distance of 800 km is reached for a BER of  $10^{-4}$  compared to 500 km in the case without regeneration, a distance improvement ratio of 1.6 is thus obtained.

We define the distance improvement ratio (DIR) as the ratio of distances covered with and without regeneration for a given BER. Fig. 6 presents the evolution of DIR versus  $\text{OSNR}_{Tx}$  for a BER of  $10^{-4}$  and with fibre launched powers of 10 dBm and 13 dBm. At the first glance, the results show that the DIR generally exceeds 1.2 for all  $\text{OSNR}_{Tx}$  values. As can be seen, a difference in regeneration efficiency is shown when the fibre launched power varies from 10 dBm to 13 dBm. This can be explained by the fact that, at higher fibre launched power (13 dBm), the nonlinear effects that convert amplitude noise into phase noise are more efficient. Consequently, better regenerator efficiency is obtained (distance improvement ratio of 1.4 to 1.6 compared to 1.2 at 10 dBm). The greater the fibre launched power, the more efficient the nonlinear effects, and the

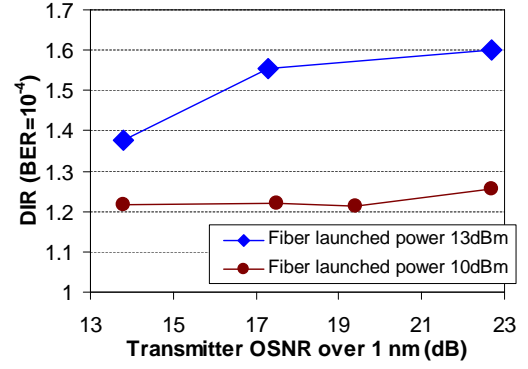


Fig. 6: Distance improvement ratio at BER of  $10^{-4}$  with different fibre launched powers and transmitter OSNR.

better the distance improvement.

When  $\text{OSNR}_{Tx}$  increases the obtained DIR is slightly better. For a fibre launched power of 13 dBm, a DIR of 1.4 is obtained at low  $\text{OSNR}_{Tx}$  (13.8 dB), and this improvement ratio is 1.6 at high  $\text{OSNR}_{Tx}$  (22.7 dB). At a fibre launched power of 10 dBm, this evolution is less visible because the nonlinear effects are less efficient.

### Conclusions

Cascaded performance of a phase-preserving amplitude regenerator based on a microcavity saturable absorber has been numerically and experimentally investigated in a RZ-DPSK transmission system at 42.7 Gbit/s via a recirculating loop setup. The obtained results show that the regenerator reduced the amplitude noise, which is the origin of nonlinear phase noise, thus improve the system performance. The best regenerator efficiency is achieved at high fibre launched power where the nonlinear effects are significant. A distance improvement ratio up to 1.6 is experimentally obtained at bit error rate of  $10^{-4}$ .

### References

- 1 A. Gnauck et al., J. Lightw. Technol., 23(1), 115–130, 2005.
- 2 K. Croussore et al., Proc. OFC'06, OFH7, 2006.
- 3 P. Devgan et al., Proc. OFC'05, PDP34, 2005.
- 4 S. Boscolo et al., IEEE J. Quantum Electron., 42(7), 619–624, 2006.
- 5 M. Matsumoto., Proc. ECOC'06, 1.3.5, 2006.
- 6 C. Stephan et al., Proc. ECOC'09, 3.3.5, 2009.
- 7 H. T. Nguyen et al., Appl. Phys. Lett., 92, 111107, 2008.
- 8 Q. T. Le et al., Proc. OFC'10, OMT4, 2010.
- 9 L. Bramerie et al., Proc. OFC'07, PDP1, 2007.
- 10 H. Haus et al., J. Opt. Soc. Am. B, 2(7):1237–1243, 1985.
- 11 C. Xu et al., J. Sel. Topics Quantum Electron., 10(2):281–293, 2004.

# Index

- Amplification hybride, 43, 156  
Amplification tout erbium, 42  
AO - Amplificateur optique, 11, 17  
AS - Absorbant Saturable en microcavité, 2, 35, 65, 137  
AS.0 - Absorbant saturable classique, 4, 99, 151  
AS.1 - Absorbant saturable limiteur de puissance, 4, 99, 151, 163  
ASTERIX - Absorbant Saturable pour régénération téra-bits multiplexée en longueurs d'onde, 67  
B2B - Back-to-back, 40, 125, 176  
Boucle à recirculation, 40, 156  
Boucle à recirculation courte, 44, 131  
Chirp, 9  
Détection balancée, 166  
DC - Dispersion chromatique, 91  
DCF - *Dispersion compensating fibre* (Fibres à compensation de dispersion), 94, 169  
DGD - *Dispersion Group Delay* (Retard entre deux modes X et Y de polarisation), 12  
Diagramme de l'œil, 13, 126, 131  
EDFA - *Erbium-Doped Fibre Amplifier* (Amplificateur à fibre dopée erbium), 1, 18, 131, 169  
Effet de séquence, 114, 120  
EG - Égaliseur de gain, 182  
ESA - Émission Spontanée Amplifiée, 12, 44, 59, 116, 131, 167, 171  
Facteur de qualité, 15, 128, 138, 172, 178  
Facteur Q de phase (Qp), 170  
Facteur  $Q_a$ , 15, 144  
Facteur  $Q_t$ , 17, 144  
FAD - Facteur d'Amélioration de Distance, 49, 87, 157, 184  
FEC - *Forward Error Correction* (Code correcteur d'erreur), 15, 26, 94  
Format de modulation, 8  
ASK - *Amplitude-Shift Keying* (Modulation d'amplitude), 8, 161  
CSRZ - *Carrier-Suppressed RZ*, 8, 57  
DPSK - *Differential Phase-Shift Keying* (Modulation de phase différentielle), 161  
NRZ - *Non Return to Zero* (Non retour à zéro), 8  
PSK - *Phase-Shift Keying* (Modulation de phase), 1, 8, 161  
RZ - *Return to Zero* (Retour à zéro), 8, 46, 57  
FP - Fabry-Pérot, 68  
FWHM - *Full Width at Half Maximum* (Largeur à mi-hauteur), 80, 142  
FWM - *Four-Wave Mixing* (Mélange à quatre ondes), 12, 162  
IFWM - FWM intra-canal, 12  
Interféromètre

- DI - *Differential Interferometer* (Interféromètre différentiel), 30
- MI - *Michelson Interferometer* (Interféromètre de Michelson), 30
- MZI - *Mach-Zehnder Interferometer* (Interféromètre de Mach-Zehnder), 29
- UNI - *Ultrafast Nonlinear Interferometer* (Interféromètre à base de fibres à maintien de polarisation), 32
- Modèle numérique, 53
- Amplificateur optique, 59
- Fibre optique, 59
- Filtrage électrique, 55
- Filtrage optique, 60
- Générateur de PRBS, 54
- Modulateur Mach-Zehnder, 55
- Récepteur, 60
- Modulateur externe, 46
- AOM - *Acousto-Optic Modulator* (Modulateur Acousto-Optique), 41
- EAM - *Electro-Absorption Modulator* (Modulateur à électro-absorption), 9, 34
- MZM - *Mach-Zehnder Modulator* (Modulateur Mach-Zehnder), 9, 46, 55, 165
- Modulation synchrone, 138
- MPQ - Multiples Puits Quantiques, 68
- NOLM - *Nonlinear Optical Loop Mirror* (Miroir à boucle non-linéaire), 32, 162
- OSNR - *Optical Signal-to-Noise Ratio* (Rapport signal sur bruit optique), 12, 21, 45, 148, 171
- PMD - Polarisation Mode Dispersion, 12
- PMF pour *Polarisation Maintaining Fibre* (Fibre à maintien de polarisation), 32
- PRBS - *Pseudo-Random Binary Sequence* (Séquence binaire pseudo-aléatoire), 46, 54, 165, 182
- Régénération optique, 17
- 1R - Réamplification, 1, 18
- 2R - 1R + Remise en forme, 1, 21, 26, 46, 65, 99
- 3R - 2R + Resynchronisation, 1, 22, 141
- OEO - Régénération optoélectronique, 24
- RH - Récupération d'horloge tout-optique, 154
- RNRT - Réseau National de Recherche en Télécommunications, 67
- Schrödinger (équation), 59
- SOA - *Semiconductor Optical Amplifier* (Amplificateur optique à semi-conducteur), 18, 28, 75
- SPM - *Self-Phase Modulation* (Automodulation de phase), 12, 74, 80, 169
- SSF - *Split-Step Fourier*, 59
- TEB - Taux d'erreur binaire, 14, 25, 141, 157, 178
- TM - Taux de modulation, 142
- UIT - Union internationale des télécommunications, 15
- WDM - *Wavelength Division Multiplexing* (Multiplexage en longueur d'onde), 1, 67, 89
- XPM - *Cross-Phase Modulation* (Modulation de phase croisée), 12, 75
- IXPM - XPM intra-canal, 12





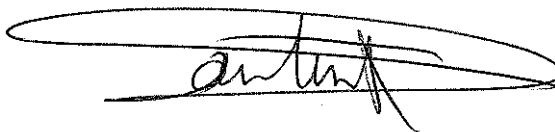
VU :

VU :

Le Directeur de thèse

Le Responsable de l'École Doctorale



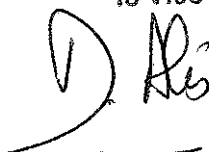
DT UR/2010/ENSSAT /7 n°73

VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le 16 juin 2010

Le Président de l'Université de Rennes 1

Guy Cathelineau  
P/le Président et par délégation  
le Vice-Président

  
David ALIS

VU après soutenance pour autorisation de publication :

Le Président de Jury,





## Abstract

Future optical high-bit-rate and long-haul links will need the use of simple and cost-effective devices to replace some of the existing optoelectronic repeaters in order to enhance the performance and reduce the cost. A key component is microcavity saturable absorber (SA), which is particularly interesting for this type of application. In the present thesis, we propose theoretical and experimental studies of all-optical regeneration for optical transmission systems.

The motivation for the development of all-optical regeneration techniques is outlined in the chapter 1. A review of the main regeneration principles and techniques found in the literature is addressed. Chapter 2, we survey the used characterization techniques in order to evaluate the efficiency of a regenerator. A simulator in this thesis is also developed and is used to analyze the regenerated links.

In chapter 3, we investigate an all-optical 2R regenerator based on SA and self-phase modulation in fiber. An eight-channel SA with optimized optical coupling is described in this chapter. The WDM compatibility of this device is experimentally demonstrated in a 100-km recirculating loop. A minimum distance improvement ratio of 3.3 is obtained with all channels at a bit error rate (BER) of  $10^{-4}$ . This distance improvement efficiency is also achieved over a 13-nm optical bandwidth around 1550 nm.

Chapter 4 presents a novel SA used as an alternative solution for power limiting function. A new 2R regenerator architecture based on dual-stage SA devices is then studied. The first SA enhance the extinction ratio, the second one (novel power limiter AS) suppresses amplitude noise on high power levels ('1' level).

Chapter 5 is devoted to the 3R regeneration based on 2R regeneration combined with synchronous modulation. The reshaping stage is realized by the 2R regenerator presented in Chapter 3. The all optical synchronous modulation is achieved by launching into the SA the optical clock delivered by an all-optical clock recovery device using mode-locked semiconductor lasers based on bulk and quantum-dash structures. The efficiency of the 3R device is evaluated for a 100-km recirculating loop at 42.7 Gbit/s. A distance improvement ratio of 22.5 (transmission distance of 18 000 km) is obtained for a BER of  $10^{-8}$ .

Finally, the last chapter considers the regeneration of phase-shift keying (PSK) signals. An optical PSK transmission system is mainly limited by the accumulation of linear and nonlinear phase noise. Linear phase noise results from amplified spontaneous emission produced by optical amplifiers. Where as nonlinear phase noise results from intra-channel and inter-channel nonlinearities such as self-phase modulation and cross-phase modulation that convert amplitude noise to phase noise. The novel SA presented in chapter 4 can suppress the amplitude noise and preserve the signal phase. Consequently, when it is used in a transmission link with high fiber-launched power, the SA reduces the amplitude noise, which is the origin of nonlinear phase noise, thus improving the system performance. A distance improvement ratio of 1.6 at BER of  $10^{-4}$  is demonstrated in a recirculating loop.



## Résumé

Ce travail de thèse est consacré à l'étude théorique et expérimentale de la régénération tout-optique pour les systèmes de télécommunications longue distance et très-haut débit. Nous nous intéressons plus particulièrement à des solutions compactes, bas coût, et compatibles avec des systèmes multiplexés en longueur d'onde (WDM). Ces travaux se sont orientés vers des dispositifs à base d'absorbant saturable en microcavité (AS) qui grâce à un couplage optique vertical et un démultiplexage spatial des longueurs d'onde rend ce composant très attractif pour des applications de régénération tout-optique dans des systèmes de transmission WDM.

Premièrement, nous étudions une architecture de régénérateur optique 2R basé sur l'association d'un AS et d'un limiteur de puissance utilisant des effets non-linéaires dans une fibre optique. Durant cette thèse, un module AS à 8 canaux a été réalisé. Ce module a permis d'étudier la compatibilité de l'AS avec des systèmes de transmission WDM. L'efficacité de ce module AS pour la régénération 2R est validée à l'aide d'une boucle à recirculation de 100 km. Nous avons démontré expérimentalement sur les 8 canaux du module une amélioration de la distance de transmission d'un facteur 3,3 pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-4}$ .

Deuxièmement, une solution alternative pour réaliser la fonction de limiteur de puissance basé également sur un AS est proposée. Nous étudions donc un dispositif de régénération qui associe un premier AS, permettant d'améliorer le taux d'extinction du signal, et un deuxième AS traitant les fluctuations des puissances optiques élevées (symbole « un »).

Ensuite, un régénérateur 3R tout-optique basé sur le régénérateur 2R et une technique de modulation synchrone est considéré. La modulation synchrone est réalisée par une modulation d'absorption croisée dans l'AS obtenue en injectant une horloge optique issue d'une récupération d'horloge (RH) tout-optique. Cette RH utilise des lasers à verrouillage de modes à semi-conducteurs. Ce dispositif 3R a été inséré dans une boucle à recirculation de 100 km et étudié à un débit de 42,7 Gbit/s. L'étude expérimentale a montré un facteur d'amélioration de la distance de transmission de 22,5 pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-8}$  et correspondant à une distance de transmission de 18 000 km.

Enfin, l'étude d'un dispositif de régénération tout-optique permettant de traiter un signal dont l'information est portée par la phase (DPSK) est menée. Nous avons étudié l'impact de l'AS quand il est utilisé comme limiteur de puissance dans un système de transmission DPSK. En effet, l'AS permet de limiter les fluctuations d'intensité et ainsi de se prévenir contre l'accumulation de bruit de phase non-linéaire. Nous avons démontré expérimentalement avec une boucle à recirculation de 100 km que ce type de régénérateur permet une amélioration jusqu'à un facteur 1,6 sur la distance de transmission pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-4}$ .